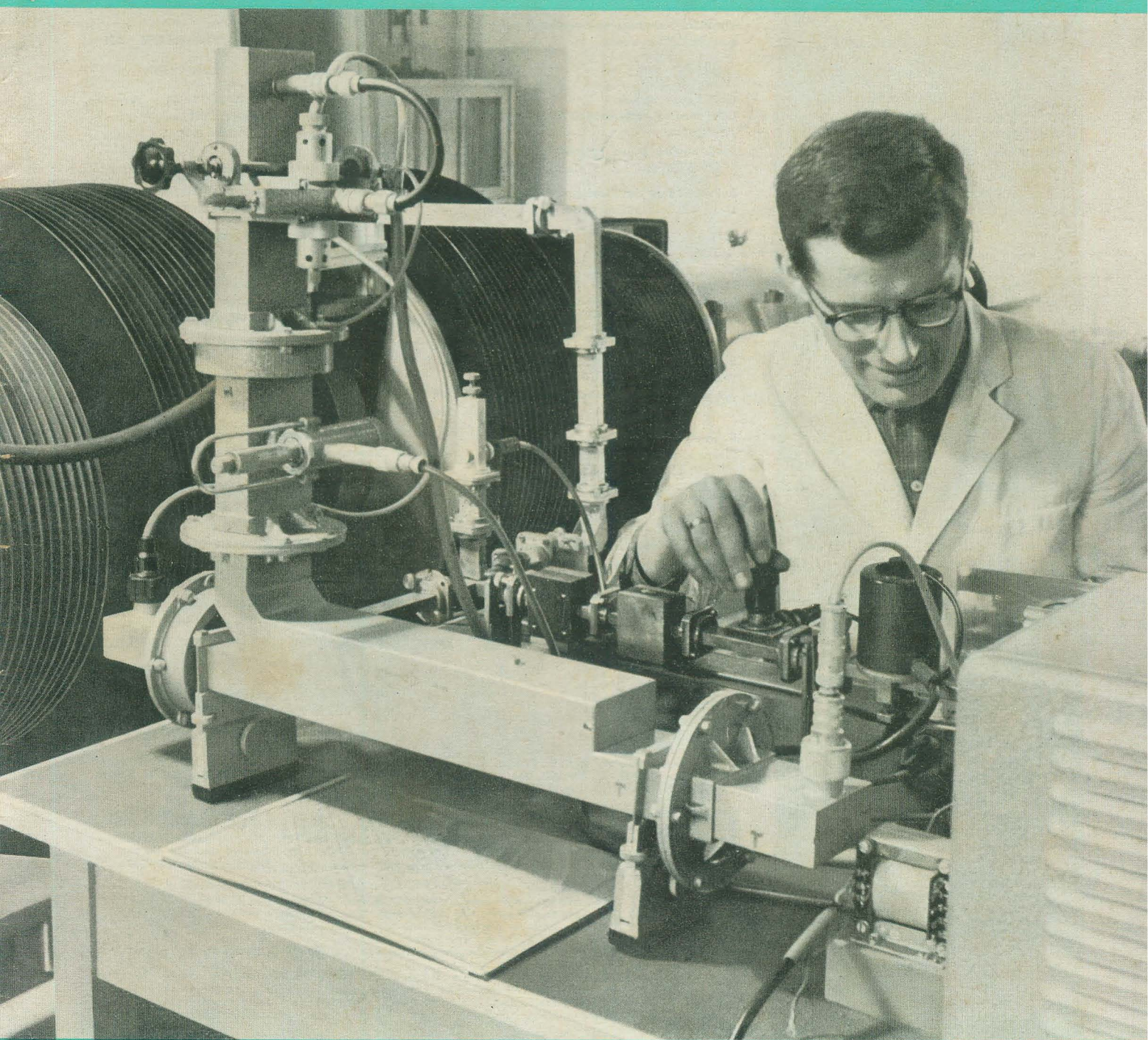
radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

- Tandel – ein nichtlineares dielektrisches Element
- Bauanleitung für einen einfachen Oszillografen
- Stand und Entwicklungstendenzen der Kleinbildröhren für tragbare Fernsehempfänger
- Transistor-Mehrbereichs-Fernsehtuner

15 | AUGUST 1965



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

PREIS 2,00 MDN

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN

A 5733 D

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 450

Dipl.-Phys. G. Claus
Stand und Entwicklungstendenzen der Kleinbildröhren für tragbare Fernsehempfänger 451

Die thermionische Diode 454

Ein neues Bauelement: der Metall-Basis-Transistor (MBT) 455

Hans-Jürgen Schiller
Tandel – ein nichtlineares dielektrisches Element 457

Transistor-Mehrbereichs-Fernsehtuner 461

G. Pfützner und N. Kilz
Röhreninformationen 26
Die SRS 4453 – eine neue Impulsdoppeltetrode 463

Labor- und Berechnungsunterlagen
Einführung in die Matrizenrechnung (1) 465

H. Dietze
Eigenschaften der Kaltleiterbrücke und ihre Anwendung 467

Ekkehard Pilz
Ein einfacher Oszillograf 469

K. Thiele und V. Bellmann
Ein transistorisiertes elektronisch stabilisiertes Miniatur-Hochspannungsgerät 472

Hartwig Rückert
Elektronischer Zeitschalter für Zeiten von 1 Sekunde bis etwa 5 Minuten 476

Aus der Reparaturpraxis 477

Referate 480

OBSAH

Oznámení a zprávy 450

G. Claus
Současný stav a vývojové směry malých obrazovek pro přenosné televizory 451

Termionická dioda 454

Nový polovodičový stavební prvek: tranzistor s kovovou bází 455

Hans-Jürgen Schiller
Tandel – nelineární dielektrický stavební prvek 457

Tranzistory osazený vícerozsahový vstupní díl televizoru 461

G. Pfützner, N. Kilz
Informance o elektronkách 26
SRS 4453 – nová dvojitá pulsní tetroda 463

Laboratorní a výpočtové podklady
Úvod do maticového počtu (1) 465

H. Dietze
Vlastnosti bolometrického můstku a jeho použití 467

Ekkehard Pilz
Stavební návod pro jednoduchý osciloskop 469

K. Thiele a V. Bellmann
Elektronicky stabilizovaný miniaturní zdroj vysokého napětí osazený tranzistory 472

Hartwig Rückert
Elektronický časový spínač pro časy od jedné vteřiny do pěti minut 476

Z opravářské praxe 477

Referáty 480

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 450

Г. Клаус
Уровень и тенденции развития малогабаритных кинескопов для переносных телевизоров 451

Термионный диод 454

Новый полупроводниковый прибор: транзистор с металлической базой 455

Ганс-Юрген Шиллер
Тандель — новый нелинейный диэлектрический прибор 457

Транзисторный многодиапазонный ПТК 461

Г. Пфюцнер, Н. Килц
Информация об электровакуумных и газоразрядных приборах (26)
Новый импульсный двойной тетрод SRS 4453 463

Лабораторные и расчетные материалы
Введение в матричное исчисление (1) 465

Г. Дице
Свойства и применение измерительного моста на сопротивлениях с большим положительным температурным коэффициентом 467

Эккехард Пильц
Простой самодельный осциллограф 469

К. Тиле и Ф. Бельман
Малогабаритный блок высокого напряжения с транзисторным стабилизатором 472

Электронное реле времени с диапазоном от 1 сек до 5 мин 476

Из работы ремонтных мастерских 477

Рефераты 480

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14
Telefon 42 00 19, Fernverkehr 42 33 91, Fernschr.: 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakt.: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, 102 Berlin, Rosenthaler Straße 28/31, und alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,00 MDN

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141–167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shudian, P.O.B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P.P.K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Palatul Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P.O.B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, 102 Berlin, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 450

G. Claus
State and Tendencies of Development of Small Picture Tubes for Portable Television Receivers 451

The Thermionic Diode 454

A New Component: The Metal Base Transistor (MBT) 455

Hans-Jürgen Schiller
Tandel– a Nonlinear Dielectric Element 457

Transistor Multiple-Range Televison Tuner 461

G. Pfützner, N. Kilz
Tube Informations 26 SRS 4453– a New Pulse Double Tetrode 463

Laboratory and Calculation Data Introduction to the Matrix Calculus (1) 465

H. Dietze
Properties of the Thermally Controlled Resistor Bridge and its Application 467

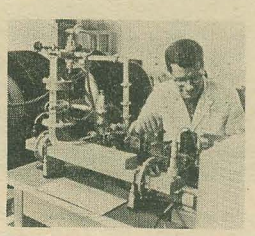
Ekkehard Pilz
Instruction for Home Construction: A Simple Oscillograph 469

K. Thiele and V. Bellmann
Transistorized Electronically Stabilized Miniature High-Tension Unit 472

Hartwig Rückert
Electronic Timer from 1 s till approximately 5 min 476

Repair Practice 477

Abstracts 480



Titelbild:

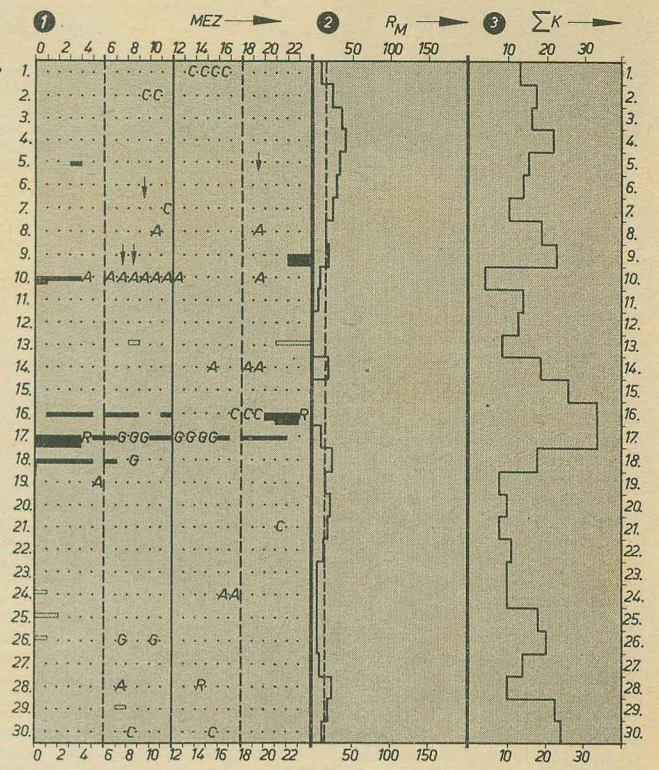
Meßanordnung für die paramagnetische Resonanz bei Festkörpern
(s. a. Seite 450)

Foto:
H. Blunck

Die KW-Ausbreitung im Juni 1965 und Vorschau für Sept. 1965

Herausgegeben vom Heinrich-Hertz-Institut der Deutschen Akademie der Wissenschaften zu Berlin

KW-Ausbreitung im Juni 1965



1 relative Abweichung der F_2-Grenzfrequenzen in Juliusruh/Rüg., bezogen auf den Monatsmedianwert $\triangle f/f$
- + 41% und darüber
- + 31 ··· + 40%
- + 21 ··· + 30%
- + 20 ··· — 20%
- — 21 ··· — 30%
- — 31 ··· — 40%
- — 41% und weniger
- Mögel-Dellinger-Effekt

A = Abdeckung
C = Gerätestörung
F = Streuung
S = atmosphärische Störungen oder Fadings
N = Messung nicht interpretierbar
G = Ionisationsdichte der Schicht für brauchbare Messung zu gering
R = selektive Dämpfung

2 gemessene Sonnenflecken-relativzahlen (R_M)

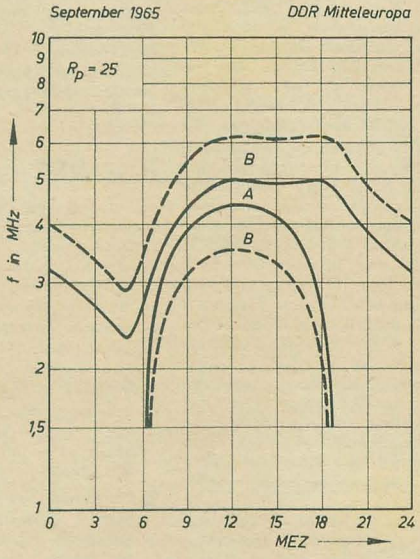
3 Tagessumme der erdmagnetischen Kennziffern ▶

Vorschau für September 1965

Sendeleistung: 100 W
Mindestfeldstärke: 10 μV/m
Entfernung: 0···600 km
A = sicherer Verkehr
B = Verkehr mit gelegentlichen Ausfällen ▼

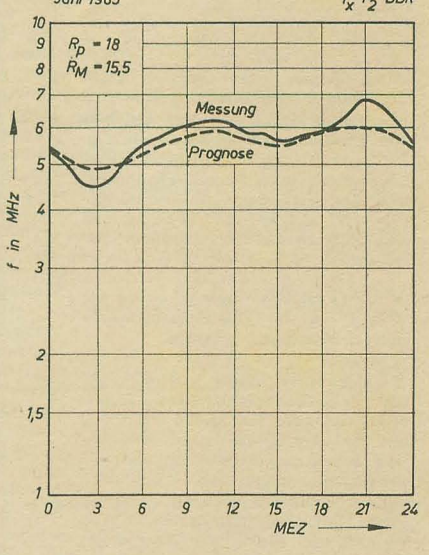
Frequenzberatung

September 1965 *DDR Mitteleuropa*



Gegenüberstellung Prognose/Messung

Juni 1965 *$f_x F_2$ DDR*



Im nächsten Heft finden Sie unter anderem . . .

- Eisenlose A-Endstufe mit Transistoren ohne Gegentaktansteuerung
- Videoendstufe mit anodenseitiger Kontrastregelung
- Anleitung zur Modernisierung des TV-Empfängers „Alex", Teil 1
- Bauanleitung: Sinusgenerator für eine Festfrequenz
- „music-center" ein interessantes Gerät von Schaub-Lorenz

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Auf 18 Monate** wurde die Garantiefrist für die Bildröhren B 43 G 2 und B 53 G 1 verlängert, und zwar rückwirkend vom September 1964.

▼ **Eine Sendersuchautomatik für Rundfunkempfänger** brachte die japanische Empfängerindustrie heraus. Nach einem Tastendruck beginnt sich die Skalenscheibe des Empfängers zu drehen, und die Sender des betreffenden Bereiches werden der Reihe nach hörbar. Sobald man ein zusagendes Programm im Lautsprecher hat, läßt man die Taste los, und der Empfänger sucht sich die optimale Einstellung von selbst. Diese Automatik wird sowohl im AM-Portable als auch im großen Stereo-Hi-Fi-Gerät eingebaut.

▼ **Nur sechs Gramm** beträgt die Masse eines aus mehr als 100 Einzelteilen zusammengesetzten Hörgerätes, das amerikanische Techniker entwickelt haben. Eine Plastikmasse sorgt dafür, daß das Miniaturgerät unauffällig in der Ohrmuschel getragen werden kann. Von besonderem Interesse ist der Temperaturregler, der für gleichmäßige Hörqualität unter extrem verschiedenen Temperaturbedingungen sorgt.

▼ Der Verfasser des Beitrages „Miniaturlötkolben mit Netzgerät" in radio und fernsehen 14 (1965), H. 12, S. 378, Herr Geissler, bittet uns, darauf hinzuweisen, daß es sich bei dieser Arbeit um das **Ergebnis von Neuerervorschlägen** handelt. Der Neuerervorschlag „Lötkolbenspitze" wurde von Herrn Grotelüschen (RFZ) und der Vorschlag „Heiztransformator von den Herren Seyfried und Thiele (Studiotechnik Fernsehen) eingereicht.

▼ **Die 5 000 000. Antenne** wurde am 20. Juli 1965 im VEB Antennenwerke Bad Blankenburg gefertigt.

▼ **Das WBN Teltow teilt mit:** Für die Widerstandskenngrößen 65.409, 65.413 und die Kenngrößen 65.409 N und 65.413 N (HWK I und HWK II) wird aus Kapazitätsgründen und aus Arbeitskräftemangel ab 7. Juli 1965 vorübergehend eine Kennzeichnung durch Farbcode durchgeführt. Alle Widerstände, die in der Übergangszeit so gekennzeichnet sind, werden mit einem Silberpunkt versehen, der auf der Stirnseite der Kappe angebracht ist.

▼ **Solarimeter** ist der Name einer britischen Erfindung, die hauptsächlich für den Einsatz in Trockengebieten, in denen das Wasser rationiert werden muß, gedacht ist. Das Gerät registriert die Sonneneinstrahlung und regelt dementsprechend die für den Pflanzenwuchs günstigste Feldbewässerung. Sein Kernstück ist eine Siliziumfotozelle, die inmitten des zu bewässernden Feldes installiert wird.

▼ Sequential Quadrature Inband System heißt ein **neues Farbfernsehverfahren** der britischen Firma Rediffusion Research Ltd. Es entstand aus Entwicklungsarbeiten an Fernsehprogramm-Verteilersystemen. Die Farbinformationen werden in Sequenzen mit Hilfe eines unterdrückten Trägersignals übertragen, das die gleiche Frequenz wie der Hauptträger hat. Die Phasenlage beider Träger steht untereinander in Quadraturbeziehung. Das System ist kompatible und soll gegenüber dem üblichen Hilfsträgerverfahren eine einfachere Abstimmung des Empfängers und eine bessere horizontale Farbauflösung ermöglichen.

Zum Titelbild

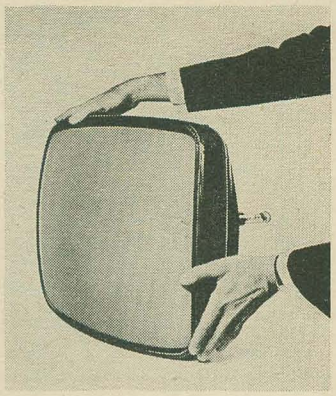
Mit Hilfe empfindlicher Mikrowellenmeßmethoden werden im Heinrich-Hertz-Institut der DAdW die physikalischen Eigenschaften verschiedener Materialien untersucht. Unser Bild zeigt eine Meßanordnung der paramagnetischen Resonanz bei Festkörpern. Die zu untersuchende Substanz befindet sich in einem starken Magnetfeld. Man erkennt die Hohlleitermeßgeräte für das 3-cm- und das 10-cm-Gebiet. Derartige Grundlagenuntersuchungen werden z. B. bei Festkörper-Maserverstärkern angewendet.

Integrierte Schaltkreise für kommerzielle Anwendung

Die amerikanische Firma Fairchild hat eine neue Typenreihe von Mikroschaltungen (integrierte Schaltkreise) herausgebracht, die sich besonders wegen ihrer niedrigen Listenpreise für den Einsatz in der kommerziellen Technik eignen. Insgesamt handelt es sich um 9 Typen von Torschaltungen mit verschiedenen Eingängen, Registern, Buffern und Flip-Flops. Die Preise schwanken je nach Typ und abgenommener Stückzahl zwischen 2,50 und 9,50 Dollar. Sie liegen also auch für amerikanische Verhältnisse beachtlich niedrig. Vom Hersteller wird eine Garantie für störungsfreien Betrieb im Temperaturbereich von $+15 \cdots +55$ °C gegeben. Die integrierten Schaltkreise sind jeweils auf einem einzelnen Grundplättchen untergebracht, enthalten bis zu 15 Transistoren und 17 Widerstände und sind in Transistorkapseln des Typs TO 5 gegen äußere Einflüsse geschützt. Andere Hersteller integrierter Schaltkreise bieten ihren Abnehmern neben der TO 5-Bauform auch Schaltkreise in der günstiger einzubauenden „flachen Kapsel" an. Diese Kapseln bestehen aus Glas und haben einen erheblich geringeren Raumbedarf. Durch besondere Fertigungsverfahren ist eine Zerstörung durch Wärme weitgehend ausgeschaltet.

Die Anwendungsgebiete für die integrierten Schaltkreise im zivilen Sektor sind sehr weit gefaßt, so ist z. B. der Einsatz in kommerziellen Datenverarbeitungsanlagen, in Steuerungs- und Regelungsanlagen, Meß- und Prüfanlagen usw. möglich. Fairchild selbst benutzt integrierte Schaltkreise in Meß- und Prüfanlagen der eigenen Halbleiterfertigung. Diese Anlagen sind Mitte 1964 erstmalig in den USA auf den Markt gekommen. Sie stellen hochproduktive Arbeitsmittel für die Dioden-, Transistoren- und Schaltkreisfertigungstechnik dar und können auch von weniger qualifiziertem Personal bedient werden. So können z. B. mit einer Diodenprüfeinrichtung mit 24 Prüfvorgängen je Stunde 3600 Dioden geprüft und nach Klassen sortiert werden.

Amerikanische Halbleiterproduzenten wie z. B. die Fa. Motorola führen in Westeuropa Applikationskurse über integrierte Schaltkreise durch. Sie sollen den in der Industrie tätigen Entwicklungsingenieuren und Technikern die für die praktische Anwendung integrierter Schaltkreise erforderlichen Spezialkenntnisse vermitteln. Dadurch erhofft man sich eine größere Anwendung in der industriellen Elektronik.



Nachdem wir in 14 (1965), H. 2, S. 34, bereits von der Verbesserung der Farbintensität bei Farbfernsehbildröhren bei Westinghouse berichteten, stellen wir heute die neue 25-Zoll-Rechteckbildröhre für das Farbfernsehen von Sylvania vor. Auch hier bildet das seltene Erdelement Europium einen Bestandteil des neuen „roten" Leuchtstoffes in der Röhre. Dieser Leuchtstoff hat eine weit bessere Helligkeit und Farbausbeute als herkömmliche Leuchtstoffe und gestattet, die grünen und blauen Leuchtstoffe in ihrem natürlichen Zustand ohne Dämpfungsmittel zu verwenden, wodurch die Weißlichtausbeute um 43% gesteigert wird. Infolge der höheren Helligkeit können Frontscheiben mit geringerer Lichtdurchlässigkeit verwendet werden, wodurch sich der Bildkontrast verstärkt.

Neuer UKW-Sender

Am 1. Juli 1965 wurde in der Betriebsstelle Katzenstein für die Abstrahlung des Programms Berliner Rundfunk auf der Frequenz 89,8 MHz der UKW-Sender Karl-Marx-Stadt II in Betrieb genommen. Von der Betriebsstelle Katzenstein werden somit folgende Programme des Deutschen Demokratischen Rundfunks abgestrahlt:

- Programm des Deutschlandsenders über UKW-Sender Karl-Marx-Stadt I auf der Frequenz 97,05 MHz
- Programm des Berliner Rundfunks über UKW-Sender Karl-Marx-Stadt II auf der Frequenz 89,8 MHz
- Programm von Radio DDR II über UKW-Sender Karl-Marx-Stadt IV auf der Frequenz 92,85 MHz

Alte Fernsehgeräte werden in Kommission genommen

Die Fachfilialen vom RFT-Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen nehmen ab 15. Juni 1965 beim Kauf eines Fernsehgerätes den alten Empfänger in Zahlung bzw. in Kommission. Kosten, die durch aufwendige Reparaturen entstehen, verringern den Wert des alten Fernsehgerätes. Beim Kauf von überholten Altgeräten wird für drei Monate kostenlose Reparatur gewährt, auftretende Materialkosten nicht eingeschlossen.

Licht an Radiowellen gebrochen – Versuche zur Lichtmodulation

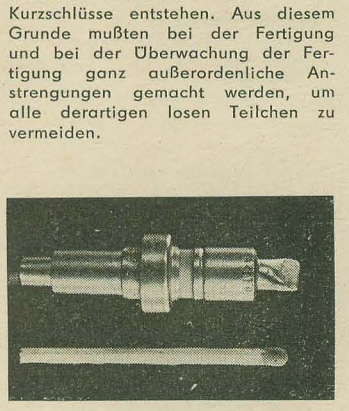
Zwei Physikern der amerikanischen Bell-Laboratorien ist es kürzlich gelungen, innerhalb eines speziellen Kristalls Lichtstrahlen an einer Front elektromagnetischer Wellen im Radiofrequenzbereich zu brechen. Dazu sendeten sie durch den durchsichtigen Kristall Radiowellen mit Frequenzen um 10 GHz in einer definierten Richtung. Senkrecht zur Ausbreitungsrichtung der Radiowellen ließen die Experimentatoren Lichtstrahlen in den Kristall eintreten.

Bei einer Energie der Radiowellen von mehreren hundert Watt konnte sodann beobachtet werden, daß etwa fünf Prozent des einfallenden Lichtes so stark an den Wellen gebrochen wurden, daß es schräg aus dem Kristall austrat. Das Experiment sollte dazu dienen, einfache Modulationsmöglichkeiten zu finden, um Laserstrahlen als Nachrichtenträger verwenden zu können.

Die Siemens-Scheibentriode RH 7 C–c als Senderöhre in der Marssonde MARINER IV

Die RH 7 C–c (s. Bild) ist ein Röhrentyp von hoher Zuverlässigkeit und langer Lebensdauer. Sie ist in Metall-Keramik-Technik aufgebaut. Außer dem Kreuzspanngitter aus 10 µm vergoldetem Wolframdraht gehört die Metall-Kapillar-Katode (eine Vorratskatode) mit zu den wichtigsten Bauteilen dieser Röhre. Bei 2300 MHz gibt die RH 7 C–c mit 500 V Anodenspannung eine Dauerleistung von 8 bis 10 W ab und erreicht dabei den sehr hohen Wirkungsgrad von 40%. Sie verträgt Stöße von 200facher Erdbeschleunigung und muß eine dauernde statische Beschleunigung von 14 g aushalten können.

Ein besonderes Problem verursachten mikroskopisch kleine Metall- und Staubteilchen, die bei der Fertigung an der Oberfläche der inneren Systemteile haften bleiben können. Bei erdgebundenem Betrieb verursachen sie keine weiteren Störungen, im schwerelosen Raume aber schweben sie frei im Röhreninneren und werden durch Influenzladungen der elektrischen Felder an den Ort größter Feldstärke, z. B. auf die Anode der Röhre, gezogen. Bei den sehr kleinen Elektrodenabständen können dann Kurzschlüsse entstehen. Aus diesem Grunde mußten bei der Fertigung und bei der Überwachung der Fertigung ganz außerordenliche Anstrengungen gemacht werden, um alle derartigen losen Teilchen zu vermeiden.



Höchstfrequenz-Scheibentriode RH 7 C–c von Siemens, die in der amerikanischen Marssonde Mariner IV als Senderöhre verwendet wurde. Sie diente zur Übermittlung von Bahndaten während des Fluges und zur Übertragung der Informationen, die die Sonde bei ihrem Vorbeiflug am Mars am 14. Juli 1965 aufnahm.
Siemens-Pressefoto

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

14. JAHRGANG · 1. AUGUSTHEFT 15 1965

Stand und Entwicklungstendenzen der Kleinbildröhren für tragbare Fernsehempfänger

Dipl.-Phys. G. Claus

Einleitung

Die Entwicklung der Transistortechnik in den letzten Jahren führte dazu, daß es heute grundsätzlich möglich ist, volltransistorisierte Fernsehgeräte für Netz- und Batteriebetrieb zu fertigen [1]. Dabei sind drei Gruppen von Geräten zu unterscheiden.

Eine Gruppe wird von den Empfängern mit handelsüblichen Bildröhren großer Schirmdiagonale (41 cm und größer) gebildet. Die Bildröhre bestimmt in diesem Falle die Größe des Gerätes, und der Einbau von Transistoren anstelle von Röhren geschieht vor allem aus Gründen der kleineren Leistungsaufnahme und der größeren Zuverlässigkeit.

Zur zweiten Gruppe gehören alle kleineren Gerätetypen, die für reinen Batteriebetrieb bestimmt sind oder wahlweise Netz- und Batteriebetrieb gestatten. Hierbei werden die Maße des Empfängers stark von der zum Betrieb der Bildröhre notwendigen Schaltung mitbestimmt. Neben den für große Geräte genannten Vorteilen der Transistortechnik kommt bei kleinen Geräten also noch dem gegenüber Röhrenbestückung geringerer Raumbedarf besondere Bedeutung zu.

Schließlich sind als dritte Gruppe die Kleinfernsehgeräte für reinen Netzbetrieb zu nennen, die aber bis auf die Abmaße keine Besonderheiten gegenüber großen Geräten aufweisen.

Im folgenden soll nun ausschließlich von den speziellen Forderungen an Bildröhren für Batteriegeräte gesprochen werden.

Da der Batteriebetrieb nur für tragbare Geräte mit kleinen Abmaßen und geringem Gewicht sinnvoll ist, muß die Größe der Bildröhre so gewählt werden, daß unter Berücksichtigung der notwendigen Schaltmittel Volumen, Gewicht und Bildfläche des Empfängers ein Optimum erreichen [2]. Wegen der begrenzten Leistungsfähigkeit der Batterie muß man außerdem bemüht sein, den Leistungsbedarf der Bildröhre so weit wie möglich zu reduzieren.

Wege und Grenzen bei der Erfüllung der genannten Forderungen sollen nachfolgend diskutiert werden. Einige Angaben zu charakteristischen Kleinbildröhrentypen und ein Ausblick auf die weitere Entwicklung schließen sich an.

Wege zur Erfüllung der Forderungen an die Kleinbildröhren für Batteriegeräte

Bemerkungen zum Leistungsbedarf

Der Leistungsbedarf einer mit 16 kV Anodenspannung betriebenen handelsüblichen 110°-Bildröhre setzt sich wie folgt zusammen:

Horizontalablenkung	≈ 30 W
Vertikalablenkung	≈ 2 W
Heizleistung	≈ 2 W
Schirmleistung	≈ 2 W
Summe	≈ 36 W

Die angegebenen Werte sind Richtwerte, die je nach Röhrentyp und Aufbau der Ablenkeinheit schwanken können. Trotzdem ist zu entnehmen, daß die Ablenkleistung den weitaus größten Anteil an der Gesamtleistung hat. Bei der Entwicklung von Kleinbildröhren für Batterieempfänger wird deshalb das Hauptaugenmerk auf eine möglichst geringe Ablenkleistung gerichtet sein.

Aus Gleichung (1) geht hervor, wie die zur magnetischen Ablenkung des Elektronenstrahles notwendige Leistung N von dem Röhrenhalsdurchmesser d, der Anodenspannung U_a und dem Ablenkwinkel α abhängt [3]:

$$N = K \cdot d \cdot U_a \cdot \alpha^2 \qquad (1)$$

K ist ein Proportionalitätsfaktor.

Eine Vorstellung von der möglichen Leistungsverringerung vermittelt das Verhältnis der Horizontalablenkleistungen einer typischen 90°-Kleinbildröhre ($d = 20$ mm; $U_a = 10$ kV; $\alpha = 80°$)[1]) und einer 110°-Bildröhre ($d = 29$ mm; $U_a = 16$ kV; $\alpha = 99°$)[1]), das sich zu etwa 0,28 ergibt. In gleicher Weise sinkt auch die Vertikalablenkleistung. Die Leistungseinsparungen beim Übergang zu den genannten Kleinbildröhren sind somit beträchtlich, und es erhebt sich die Frage, bis zu welchen Grenzen sich die einzelnen Faktoren in Gleichung (1) überhaupt verringern lassen.

Dem Halsdurchmesser d wird durch drei wichtige Umstände eine untere Grenze gesetzt. Zuerst ist die Zunahme der elektronenoptischen Abbildungsfehler mit abnehmendem Durchmesser der Strahlsystemelektroden zu nennen [4]. Sie führt mit kleiner werdendem Halsdurchmesser, der den maximalen Elektrodendurchmesser vorgibt, zu wachsender Unschärfe des Fernsehbildes. Die Größe dieses Effektes hängt natürlich noch von der Konstruktion des Strahlsystems ab. Zweitens sinkt mit abnehmenden Elektrodenabständen sowie mit kleinerem Abstand zwischen Strahlsystem und Halsinnen-

[1]) In diesem Falle muß der maximale Ablenkwinkel in horizontaler Richtung eingesetzt werden.

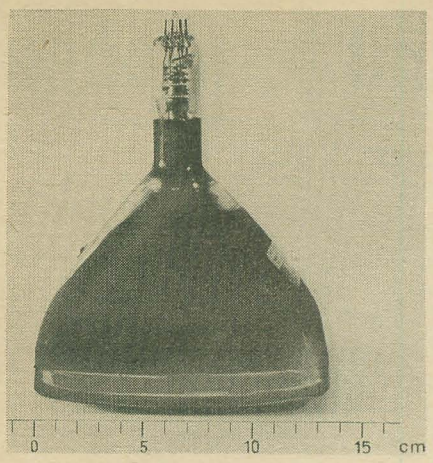


Bild 1: Seitenansicht der Kleinbildröhre 140 GB 4 (Fa. Sony), die dem Typ 140 DB 4 der Fa. Hitachi entspricht

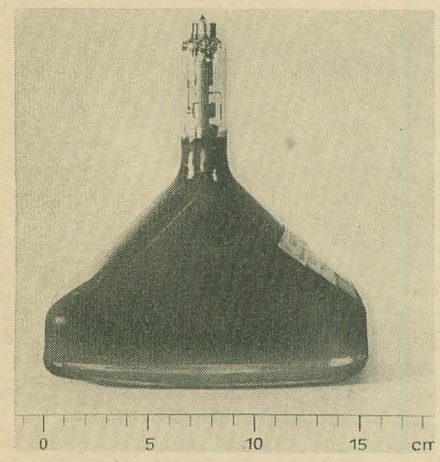


Bild 2: Seitenansicht der Kleinbildröhre 150 HB 4 (Fa. Hitachi)

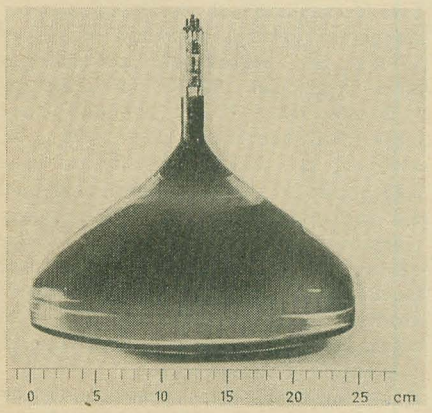


Bild 3: Seitenansicht der Kleinbildröhre A 25–10 W (Fa. Lorenz)

wand die Spannungsfestigkeit der Röhre. Es sinkt also die maximal anlegbare Anodenspannung. Als dritter Punkt ist zu erwähnen, daß mit abnehmendem Halsdurchmesser die Fertigungstechnologien für die Röhren komplizierter werden.

Alle diese Tatsachen führen offensichtlich dazu, daß sich mehr und mehr ein Halsdurchmesser von 20 mm als Kleinstwert durchsetzt.

Die Frage nach einer unteren Grenze für die Anodenspannung steht in engem Zusammenhang mit der Schirmleistung und dem Ziel, die Schirmhelligkeit nach Möglichkeit zu steigern. Erfahrungsgemäß [5] hängt der vom Schirm ausgehende Lichtstrom L in folgender Weise von der mittleren Stromdichte I_s/F und der Anodenspannung U_a ab:

$$L = K' \frac{I_s}{F} (U_a - U_s)^n \qquad (2)$$

Darin bedeuten: I_s mittlerer Strahlstrom, F die vom Strahl überschriebene Schirmfläche, U_s eine Schwellspannung (bei aluminisierten Leuchtschirmen etwa 5 kV) und K' der Proportionalitätsfaktor. Für den Exponenten gilt bei üblichen Bildröhren $n \approx 1$. Das Produkt $I_s \cdot U_a$ in Gleichung (2) stellt die Schirmleistung N_s dar. Die Berücksichtigung dieser Angaben und eine kleine Umstellung in Gleichung (2) liefern:

$$L = K' \frac{N_s}{F} \left(1 - \frac{U_s}{U_a}\right) \qquad (2a)$$

Demnach nimmt bei konstanter Schirmleistung die Helligkeit mit sinkender Anodenspannung stetig ab. Um z. B. die Abnahme der Anodenspannung von 16 kV auf 10 kV durch Änderung von F wieder auszugleichen, müßte nach Gleichung (2a) die Schirmfläche auf den 0,73fachen Wert einer mit 16 kV betriebenen Röhre sinken. Die Schirmflächen der bisher bekannten Kleinbildröhren betragen aber meistens weniger als 25% der Fläche einer 59-cm-Röhre. Somit ist noch bei halber Schirmleistung etwa die 1,5fache Helligkeit der großen Röhre zu erhalten.

Geht man umgekehrt von einer Kleinbildfläche aus, die etwa 25% der Fläche einer großen Röhre entspricht, und fragt nach der Anodenspannung, bei der unter Voraussetzung konstanter Schirmleistung die zu vergleichenden Röhren die gleiche Helligkeit besitzen, so ergibt sich aus Gleichung (2a) eine Spannung von 6 kV. Sie ist als unterer Grenzwert anzusehen, den man zweckmäßigerweise überschreiten sollte, da die Anforderungen an die Katode und die Gleichmäßigkeit des Leuchtschirmes sonst sehr groß werden.

Die Frage des Ablenkwinkels wird im folgenden Abschnitt diskutiert. An dieser Stelle soll nur erwähnt werden, daß ein Winkel unter 70° bei Direktsicht-Kleinbildröhren nicht vorkommt.

Nach Ablenk- und Schirmleistung ist noch kurz die Heizleistung zu besprechen. Sie kann durch Verwendung moderner Sparkatoden von 2 W auf 0,6 bis 0,7 W reduziert werden. Schwierigkeiten bei dieser Art Katoden bereiten vor allem die sich widersprechenden Forderungen nach sehr guter Wärmeisolation und mechanischer Stabilität des Aufbaus. Neuerdings sind schon Katoden mit Heizleistungen unter 0,5 W bekannt geworden [6].

Geometrie der Kleinbildröhren

Die Forderung nach geringem Leistungsbedarf bestimmt das Streben nach kleinem Halsdurchmesser und kleinen Ablenkwinkeln. Ist der Halsdurchmesser entsprechend dem vorhergehenden Abschnitt festgelegt, so gilt es, Schirmdiagonale und Ablenkwinkel günstig aufeinander abzustimmen. Das ist jedoch nur möglich, wenn die Konzeption bekannt ist, die dem späteren Kleinfernsehempfänger zugrunde liegt. Handelt es sich um ein leicht zu transportierendes Zweitgerät, so wird man eine Bildröhre mit größerer Diagonale wählen, die mehreren Personen das Zuschauen ermöglicht. Ausländische Firmen haben eine Diagonale um 25 cm als günstig ermittelt. Aus Gründen der Baulänge haben derartige Röhren im allgemeinen einen maximalen Ablenkwinkel von 90°. Da in solchen Geräten größere Batterien untergebracht werden können, ist der erhöhte Leistungsbedarf gegenüber 70°-Röhren zu vertreten.

Hat man dagegen die Fertigung eines Kleinstempfängers vorgesehen, für den der netzunabhängige Betrieb der Normalfall ist, so dürften Schirmdiagonalen um 15 cm und ein maximaler Ablenkwinkel von 70° vorteilhafter sein. Der Unterschied in der Gesamtlänge zwischen 70°- und 90°-Röhren ist bei so kleinen Diagonalen nicht mehr wesentlich.

Um dem Betrachter des kleinen Fernsehbildes einen möglichst großen Teil der vom Sender ausgestrahlten Information zu bieten, ist es günstig, den Kleinbildröhren ein Seitenverhältnis von 3:4 zu geben. Auf Grund der besseren Stabilitätsverhältnisse der kleinen Bildröhren ist dieses Verhältnis zu realisieren, wogegen man bei Großbildröhren bisher u. a. aus glastechnischen Gründen an dem Verhältnis 4:5 festgehalten hat [7].

Einige Kleinbildröhrentypen

Nach der Diskussion über die prinzipiellen Gesichtspunkte bei der Kleinbildröhrenentwicklung erscheint es angebracht, einige charakteristische Typen vorzustellen.

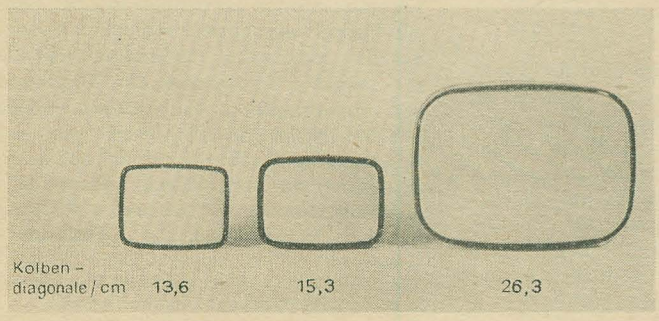


Bild 4: Größenvergleich der Typen 140 GB 4, 150 HB 4 und A 25–10 W (von links nach rechts)

Tabelle: Kleinbildröhrendaten

Nr.	Typ	Hersteller	Schirmdiagonale in mm	Ablenkung	Gesamtlänge in mm	Halsdurchmesser in mm	Anodenspannung in kV	Heizspannung in V	Heizstrom in mA
1	140 DB 4	Hitachi/Japan	≈ 125	70°	≈ 168	≈ 20	6···10	12,6	50
2	150 HB 4	Hitachi/Japan	≈ 140	90°	≈ 162	≈ 20	7···10	12,6	50
3	23 LK 96	Sowjetunion	≈ 230[1])	90°	≈ 178	≈ 20	≈ 9	12,0	65
4	A 25-10 W	Lorenz/BRD	≈ 243	90°	≈ 255	≈ 18	8···14	12,0	65
5	A 28-13 W	Telefunken/BRD	≈ 263	90°	≈ 245	≈ 20	7,5···12	11,0	68
6	251 QQ 44	Tesla/ČSSR	≈ 251[1])	90°	≈ 228	≈ 29	8···12	11,5	100

[1]) Angabe bezieht sich auf die Kolbendiagonale

Die in der Tabelle „Kleinbildröhrendaten" unter Nr. 1 genannte Röhre [8] wird von der japanischen Firma Hitachi angeboten. Die 70°-Ablenkung, der Halsdurchmesser von 20 mm und die Sparkatode mit 0,63-W-Heizer gewährleisten eine sehr geringe Leistungsaufnahme. Das Bildformat läßt erkennen, daß diese Röhre für Kleinstbatterieempfänger bestimmt ist. Das gleiche gilt für den zweiten Typ 150 HB 4 [9]. Sie erscheint allerdings durch die 90°-Ablenkung ungünstiger, zumal ihre Gesamtlänge von 162 mm nur 6 mm kleiner ist als die der 140 DB 4.

Die sowjetische Kleinbildröhre [10] mit der Typenbezeichnung 23 LK 9 B entspricht in ihren Daten den Forderungen, die an Bildröhren für größere Batteriegeräte zu stellen sind.

Die Firmen Valvo und Telefunken propagieren seit Anfang dieses Jahres die implosionsgeschützte Vollrechteckröhre A 28–13 W [11] [12] [13]. Sie hat wie alle vorher genannten Röhren einen 20-mm-Hals. Abweichend davon besitzt die Kleinbildröhre A 25–10 W von Lorenz einen Halsdurchmesser von 18 mm [14] und läßt somit bei Verwendung optimaler Ablenkeinheiten eine noch größere Leistungseinsparung zu. Die Bilder 1 bis 4 zeigen Ansichten einiger Kleinbildröhrentypen.

Auf weitere Bildröhren für Batterieempfänger mit Diagonalen zwischen 100 mm und 300 mm soll an dieser Stelle nicht eingegangen werden, da sie sich in den charakteristischen Daten nur unwesentlich von den genannten Typen unterscheiden. Eine Ausnahme macht die Röhre 251 QQ 44 von Tesla [15]. Es handelt sich zwar ebenfalls um eine 90°-Röhre, doch hat sie einen Halsdurchmesser von etwa 29 mm und verbraucht eine Heizleistung von 1,1 W. Die Leistungsbilanz dieser Kleinbildröhre läßt also, ebenso wie ihr Seitenverhältnis von 4:5, einige Wünsche offen.

Mögliche Weiterentwicklung der Kleinbildröhren

Die Angaben über tragbare Fernsehgeräte des Weltmarktes zeigen, daß selten mehr als fünf Betriebsstunden mit einer Batterieladung möglich sind. Eine so kurze Betriebsdauer kann aber nicht befriedigen. Vielmehr wird man, da die Bildröhre nach wie vor die Leistungsaufnahme des Gerätes bestimmt, nach neuen Wegen suchen, um den Leistungsbedarf bei gleichbleibender Bildqualität herabzusetzen. Kennzeichnend für derartige Bemühungen ist eine Bildröhre der englischen Firma Thorn Ltd. mit 42°-Ablenkung [16]. Allerdings ist die Verringerung des Ablenkwinkels nach den vorangegangenen Ausführungen kein geeigneter Ausweg. Ziel der Arbeiten auf diesem Gebiet muß sein, die Ablenkempfindlichkeit zu steigern; ein gangbarer Weg wurde bisher aber noch nicht gefunden. Möglicherweise verläuft die Entwicklung in Richtung auf Katodenstrahlröhren mit Elektrolumineszenzschirmen. In solchem Falle könnte die Anodenspannung stark reduziert werden, da der Elektronenstrahl nur noch als Schalter dient und die Anregung des Elektroluminophors durch ein getrenntes elektrisches Feld geschieht.

Literatur

[1] Towers: Transistor Television Receivers, London, 1963

[2] Neue Bauelemente für tragbare Fernsehempfänger. Funktechnik 20 (1965), H. 1, S. 8–10

[3] Gundert und Lotsch: Über die Ablenkvergrößerung bei Fernsehbildröhren. Telefunkenröhre (1962), H. 41, S. 5–26

[4] Klemperer: Electron Optics, London 1953, S. 144

[5] Riehl: Physik und technische Anwendungen der Lumineszens, Berlin 1941, S. 144–146

[6] Almer und Keniper: Eine Oxidkatode mit Halbwattheizfaden für Katodenstrahlröhren. Philips techn. Rundschau Nr. 23, Heft 1 (1961/62), S. 25–30

[7] Zur Frage des Seitenverhältnisses beim Fernsehbild. Funktechnik 20 (1965), H. 4, S. 126–127

[8] Fa. Hitachi: Datenblatt der Bildröhre 140 DB 4

[9] Fa. Hitachi: Datenblatt der Bildröhre 150 HB 4

[10] Bildröhrenprospekt der Mashpribointorg, Moskau

[11] Fa. Telefunken: Datenblatt der A 28–13 W

[12] Zimmermann: Eine neue Bildröhre für Zweit- und Klein-Fernsehgeräte (A 28–13 W). Funkschau 37 (1965), H. 1, S. 3–5

[13] Fa. Valvo: Datenblatt der A 28–13 W

[14] Fa. Lorenz: Datenblatt der A 25–10 W

[15] Fa. Tesla, Roznov: Datenblatt der 251 QQ 44

[16] Friedländer: Fernseh- und Radioausstellung in London. Funktechnik 19 (1964), H. 19, S. 717–718

Röhrenprüfgerät RPG 64

Die PGH „Elektromess", 8021 Dresden, Bärensteiner Str. 5a, entwickelte ein Prüfgerät, das eine schnelle Prüfung der gebräuchlichsten Röhren bis zu den modernsten Fernsehempfängerröhren auf ihre Gebrauchsfähigkeit und sonstige Eigenschaften gestattet.

Das bewährte Prinzip der Schiebeschalter und Prüfkarten wurde auch hier beibehalten. 15 Satz Einzelschalter sind im Gerät nebeneinander angeordnet, womit eine Umschaltevorrichtung geschaffen wurde, die sehr große Variationsmöglichkeiten bei einfachster Bedienung zuläßt und dabei nur einen geringen Platzbedarf erfordert. Prüftafeln, die nach Zahlen-, Buchstaben- und sonstigen Röhren geordnet sind und ständig ergänzt werden können, lassen auch eine Bedienung durch weniger geschultes Personal zu. Ferner ist auch die Grobaufnahme der gebräuchlichen Kennlinien mit Hilfe der variablen Spannungen und Schalterstellungen leicht durchführbar. Der Gebrauchswert jeder Röhre bzw. jedes Systems wird direkt in Prozenten des Normalwertes von einem empfindlichen Drehspulinstrument angezeigt, ferner auch die einzelnen Elektrodenanschlüsse und der Heizfadenbruch. Im Gerät sind Fassungen für alle in Europa gebräuchlichsten Elektronenröhren vorgesehen, ferner je eine Fassung für die Röhren P 50, RV 12 P 2000, für die Subminiaturröhren und für die 5- und 7poligen Poströhren. Fassungen für neuerscheinende Röhren können später noch eingebaut oder die Röhren können mit Zwischensockel geprüft werden.

Dem Gerät wurde das Gütezeichen 1 zuerkannt. Die Garantieleistung beträgt ein Jahr. Besondere Vorteile des Röhrenprüfgerätes sind die Schnelleinstellung mittels Schiebeschalter, auch von ungeschultem Personal, und die Möglichkeit der sofortigen Ablesbarkeit vom Gütergebnis in Prozenten des Nennwertes.

Das Röhrenprüfgerät RPG 64, das etwa 700,– MDN kostet, ist durch die Versorgungskontore für Maschinenbauerzeugnisse, Abt. Elektr. Meßgeräte, zu beziehen. *G. ST.*

Die thermionische Diode

Bei der direkten Umwandlung thermischer in elektrische Energie sind in den letzten Jahren durch Anwendung elektronischer Methoden wesentliche Fortschritte erzielt worden. Eine der hierzu geeigneten Möglichkeiten stellen die thermoelektrischen Wandler auf Halbleiterbasis dar, mit denen wesentlich höhere Wirkungsgrade erreicht werden, als mit solchen auf Metallbasis. Eine zweite Möglichkeit bietet sich in den thermionischen Dioden, auch Plasmadioden oder thermionische Wandler genannt, bei denen man die Tatsache ausnutzt, daß aus einer geheizten Katode Elektronen emittiert werden und auf Grund ihrer kinetischen Energie eine Anode erreichen können, wobei ein bestimmter Anteil der kinetischen Energie in elektrische umgesetzt wird. Im folgenden Beitrag wird näher auf diese thermionischen Dioden eingegangen.

Aufbau

Der Aufbau einer thermionischen Diode gleicht weitgehend dem einer Vakuumdiode. In einem evakuierten Gefäß sind zwei Elektroden, Katode und Anode oder Emitter und Kollektor, isoliert voneinander angeordnet (Bild 1). Der Emitter wird durch ein Medium stark erhitzt, wodurch es zur Emission von Elektronen

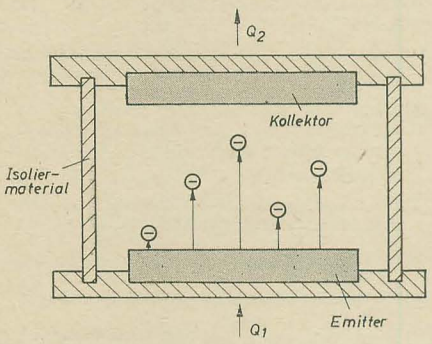


Bild 1: Schematischer Aufbau einer thermionischen Diode [4]

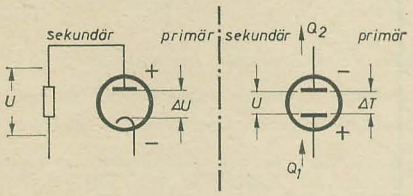


Bild 2: Vergleich zwischen Vakuumdiode und thermionischer Diode

kommt. Diese erreichen einen Kollektor geringerer Temperatur und geben an diesen ihre Ladung ab, die die Quelle der Elektroenergie bildet. Um die erforderliche Temperaturdifferenz beider Elektroden zu gewährleisten, ist eine Kühlung des Kollektors notwendig, da dieser u. a. durch Strahlung vom Emitter erwärmt wird. Zum Unterschied von der Vakuumdiode, bei der ein durch eine an die Elektroden angelegte Spannung aufgebautes elektrisches Feld zwischen den Elektroden den Stromfluß bedingt, ist es bei der thermionischen Diode ein Temperaturgefälle zwischen den Elektroden. Es liegt also eine reine thermoelektrische Energieumwandlung vor. Den Vergleich beider veranschaulicht Bild 2. Der Kollektor erhält bei der thermionischen Diode durch die Ladungsabgabe der Elektronen negatives Potential, da er elektrisch nicht vorgespannt ist.

Physikalische Vorgänge

Die physikalischen Vorgänge einer thermionischen Diode sind folgende [1] [2]: Um die Emitteroberfläche zu verlassen, müssen die Elektronen des Emitters dessen Austrittspotential φ_E überwinden, wozu eine Austrittsarbeit

$$A_E = e \cdot \varphi_E \qquad (1)$$

(e = Elementarladung) aufzuwenden ist. Ein Austritt von Elektronen ist möglich, wenn ihre kinetische Energie $^1/_2\, m_E\, v^2$ – wobei v ihre Geschwindigkeit, m_E ihre Ruhemasse ist – größer ist als die Austrittsarbeit:

$$A_E < {}^1/_2\, m_E\, v^2 \qquad (2)$$

Beim Anlaufen gegen φ_E wird diese

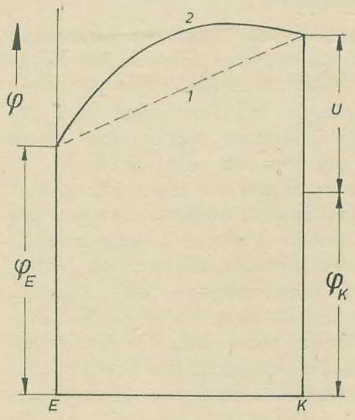


Bild 3: Potentialverhältnisse einer thermionischen Diode [2]

kinetische Energie in elektrische umgewandelt. Mit einem Restbetrag ΔE_{kin} gelangt das Elektron zum Kollektor. Beim Eintritt in den Kollektor wird dessen Austrittspotential φ_K durchlaufen, wobei die elektrische Energie in kinetische zurückverwandelt wird. Ist hierbei $\varphi_E > \varphi_K$, so ergibt sich insgesamt ein Gewinn an elektrischer Energie. Da die Elektronen beim Eintritt in den Kollektor ihre negative Ladung auf diesen übertragen, erhält dieser eine negative Spannung U gegen den Emitter, und sein Gesamtpotential $U + \varphi_K$ wird dem Betrag nach größer als das des Emitters φ_E. Dieser Potentialanstieg (Kurve 1 im Bild 3) ist von den Elektronen mit ΔE_{kin} zu überwinden.

Wie bei der Vakuumdiode bildet sich auch bei der thermionischen Diode im Zwischenelektrodenraum eine Raumladung aus, die dem Stromfluß hinderlich ist. Im Bild 3 wirkt sich diese Raumladung als zusätzliche Potentialerhöhung zwischen E und K über φ_E hinaus aus. Bei praktischen Nutzanwendungen ist man deshalb gezwungen, diese Raumladung abzubauen, wozu sich drei Möglichkeiten anbieten:

1. Verringerung des Elektrodenabstandes
2. Neutralisation durch positive Ladungsträger (Cäsiumdiode)
3. Anwendung von Magnetfeldbeschleunigung (Magnettriode)

Die erste Methode verlangt Elektrodenabstände in der Größenordnung von einigen 10^{-2} mm. Derartige Werte sind nur bei größerem Aufwand mit der erforderlichen Präzision zu erreichen. Die Diode selbst aber hat hierbei einen sehr einfachen Aufbau. Die heute vorwiegend angewandte Methode ist die der Neutralisation. Dabei wird ein Gas in die Diode eingebracht, das ionisiert wird. Die Elektronen des ionisierten Gases unterstützen den Stromfluß zum Kollektor, während die Ionen die negative Raumladung kompensieren. Das verwendete Gas soll eine möglichst geringe Ionisierungsenergie haben. Ist nämlich die Austrittsarbeit des Emitters größer als die Ionisierungsenergie, so erfolgt die Ionisierung der Gasmoleküle am Emitter selbst. Im umgekehrten Fall ist eine künstliche Ionisierung erforderlich. Am häufigsten verwendet wird Cäsium mit einer Ionisierungsenergie von 3,8 eV. Da Cäsium ein sehr aggressives Gas darstellt, erfordert die Verwendung dieses Gases auch sehr korrosionsfeste Elektrodenmaterialien [3].

Die dritte Methode wird praktisch kaum genutzt, da sie einigen Aufwand erfordert. Dabei wird eine dritte Elektrode als Beschleunigungselektrode benötigt. Die Gesamtanordnung der Elektroden zeigt Bild 4 [2]. Zwischen den Elektroden besteht ein magnetisches Gleichfeld, das im Zusammenwirken mit dem Beschleunigungsfeld die emittierten Elektronen auf langgestreckten Zykloidenbahnen zum Kollektor führt [2].

Die maximal mögliche Nutzspannung einer thermionischen Diode ist [1]:

$$U = \varphi_E - \varphi_K \qquad (3)$$

und die Stromstärke

$$I = A_E\, T_E^2\, c \exp\left(-\frac{e\,\varphi_E}{k\,T_E}\right) \qquad (4)$$

Dabei ist A_E die Emitterfläche, T_E dessen absolute Temperatur, c, e und k sind Konstanten. Eine hohe Nutzspannung verlangt demnach ein kleines Austritts-

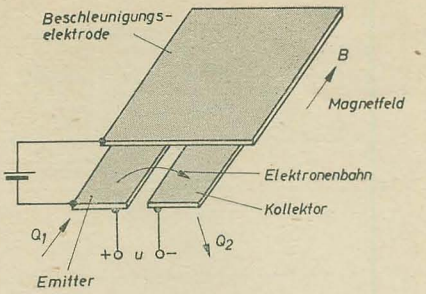


Bild 4: Elektrodenanordnung bei der Magnetdiode [2]

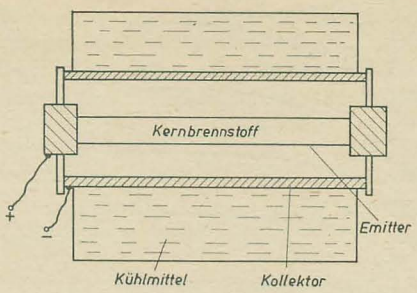


Bild 5: Schematischer Aufbau einer kernenergetischen Batterie mit thermionischer Diode

potential des Kollektors. Da das absolute Potential des Kollektors $U + \varphi_K$ für eine bestimmte Energie der auftreffenden Elektronen konstant ist, wird U um so größer, je kleiner φ_K ist [2]. In welcher Weise sich eine Verkleinerung von φ_K auf Nutzspannung und Wirkungsgrad auswirkt, zeigt folgendes Beispiel [2]: Bei $T_E = 1150\,°K$ und 0,01 mm Elektrodenabstand ist die Leistung 0,975 W/cm² Emitteroberfläche und $\eta = 10{,}2\%$, wenn $\varphi_K = 1{,}85$ eV ist. Macht man bei sonst gleichen Bedingungen $\varphi_K = 1{,}1$ eV, so steigt die spezifische Leistung auf 3,46 W/cm² und η auf 25,8%. Um ein möglichst geringes φ_K zu erreichen, überzieht man bei praktisch ausgeführten Dioden die Kollektoroberfläche mit einer dünnen Cäsiumschicht.

Die Betriebstemperaturen thermionischer Dioden betragen 2000···2500 °K für den Emitter und 900···1000 °K für den Kollektor. Ober- bzw. unterhalb dieser Werte tritt eine gewisse Sättigung ein, so daß eine Über- bzw. Unterschreitung praktisch keine wesentliche Nutzerhöhung bringt.

Vorteile

Der Vorteil thermionischer Dioden gegenüber Thermoelementen ist der höhere Wirkungsgrad. Mit Halbleiterthermoelementen sind theoretisch 25···30% möglich, mit thermionischen Dioden 30 bis 40%. Bei Katodenflächen von 20 bis 40 cm² sind Leistungen von einigen 10^2 W bei Stromstärken von einigen 10^2 A erreichbar. Die Spannung einer einzelnen Diode beträgt 0,5···1,0 V [1]. Während mit thermionischen Dioden bei Temperaturdifferenzen von 1000 °K damit eine Spannung bis zu 1 V möglich ist, erreicht man mit Thermoelementen bei diesen Temperaturbeträgen nur Spannungen in der Größenordnung von einigen mV [3].

Anwendungen

Hauptanwendungsgebiete der thermionischen Dioden sind heute nukleare Energiequellen, bei denen eine Umwandlung von Kernenergie in Elektroenergie über Wärmeenergie als Zwischenstufe stattfindet, ohne jedoch Wasserdampf als Energieträger zu benutzen. Damit sind Stromversorgungsanlagen in Entwicklung und Erprobung, deren Lebensdauer und Zuverlässigkeit mit der elektronischer Geräte vergleichbar ist und die für den Einsatz in nichtstationären, automatisch arbeitenden Anlagen auf Grund ihres Gewichtes und ihrer Abmessungen geeignet sind. Für zahlreiche moderne Anwendungsgebiete der Elektronik, z. B. in der experimentellen Raumforschung, der Meteorologie, der Ozeanografie, aber auch für automatische Funknavigationsbojen sowie elektronische Unterwasseranlagen wird dadurch die bisher bestehende Diskrepanz zwischen der Lebensdauer der elektronischen Geräte und der der Stromversorgungsanlagen beseitigt. Eine derartige kernenergetische Batterie kann beispielsweise den im Bild 5 prinzipiell dargestellten Aufbau haben. Der stabförmig ausgeführte Kernbrennstoff, der durch ein radioaktives Isotop, aber auch durch einen Kernreaktor realisiert werden kann, bildet den Emitter der Diode. Der Brennstoffstab wird von dem zylindrischen Kollektor umgeben, der durch ein Kühlmittel gekühlt wird. Bei der Ausführung als Kernreaktor dient der Kollektor der Diode gleichzeitig als Reaktormantel, während die Brennstoffstäbe des Reaktors als Emitter dienen. Nach diesem Prinzip aufgebaute Versuchsanlagen ergaben im Laborbetrieb Stromdichten von 30 A/cm² [3].

H. D. Naumann

Literatur

[1] Langpape, R.: Kombinationsmöglichkeiten von thermionischen und thermoelektrischen Generatoren. ETZ (A) 85 (1964), H. 21, S. 698–701

[2] Dr. F.: Elektrische Energie durch Thermoelektronen. Funktechnik 15 (1960), H. 5, S. 146

[3] Hübner, R.: Neue Möglichkeiten direkter Energieumwandlung. Funktechnik 19 (1964), H. 23, S. 855

[4] Dorn, D.: Elektrische Energieversorgung von Raumfahrzeugen. Siemens-Zeitschrift 38 (1964), H. 10, S. 744–752

Ein neues Bauelement: der Metall-Basis-Transistor (MBT)

Im Rahmen der Grundlagenforschung an Festkörperbauelementen versuchte man auch einen Transistor mit Metallbasis zu entwickeln, da dieser mit Majoritätsladungsträgern arbeiten und somit in einigen wesentlichen Parametern günstigere Eigenschaften aufweisen muß. Von den drei möglichen Anordnungen Metall-Isolator-Metall-Isolator-Metall, Halbleiter-Metall-Isolator-Metall und Halbleiter-Metall-Halbleiter werden hier die Eigenschaften eines Metall-Basis-Transistors mit Einkristallstruktur hinsichtlich Spannung, Strom, Grenzfrequenz und Strahlungseinfluß betrachtet. In seinen wichtigsten Parametern wird der MBT herkömmlichen Typen gegenübergestellt. Die Wirkungsweise des MBT geht aus Bild 1 hervor: Zwischen zwei n-leitenden Schichten (Emitter und Kollektor) ist eine Metallschicht eingeschoben, die dünner als die mittlere freie Weglänge der Elektronen ist. Deshalb ist diese Metallschicht für die eingeflossenen Ladungsträger durchlässig. Sie ermöglicht es, den Stromfluß zwischen dem Emitter- und Kollektorraum zu steuern. Ferner zeigt Bild 1 den Potentialverlauf. Durch eine Potentialanhebung der Basis-Emitterstrecke beginnt die Einströmung von sehr energiereichen (oder „heißen") Elektronen in den Basisraum. Diese Ladungsträger besitzen eine größere Energie als die freien Elektronen im Metall. Sie können vom Basisraum zum Kollektor wandern, sobald durch eine geeignete Batterie das Potential der Kollektorsperrschicht niedriger als das der Emittersperrschicht eingestellt wird. Der Löcherstrom ist vernachlässigbar, weshalb der Stromverstärkungsfaktor nur von den Zusammenstößen in der Metallschicht bestimmt wird. Diese Eigenschaft wirkt sich besonders günstig auf die Grenzfrequenz und das Verhalten bei Bestrahlung aus. Maßgebend für die Grenzfrequenz sind die Zeiten, die die Ladungsträger zum Durchlaufen der einzelnen Schichten benötigen. Man unterscheidet dabei die Emitter-, die Basis- sowie die Schottky-Zeitkonstante. Im Vergleich zu den bipolaren Transistoren, die aus der Familie der Feldeffekt-Transistoren stam-

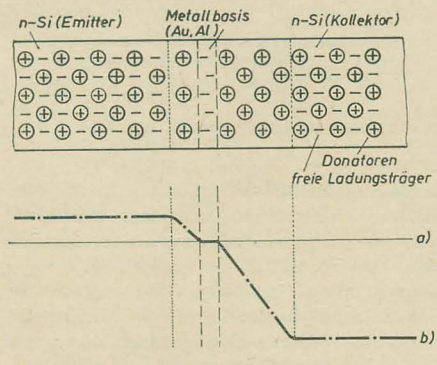


Bild 1: Potentialverlauf beim Metall-Basis-Transistor a) ohne, b) mit Vorspannung

men, erhöht sich beim MBT die Transitfrequenz f_T um etwa eine Größenordnung, während der Basisbahnwiderstand im gleichen Verhältnis verringert werden konnte. Die Grenzfrequenz f_1 liegt dadurch etwa im Mikrowellengebiet. Von besonderem Vorteil ist jedoch die Widerstandsfähigkeit der neuen Bauelemente gegenüber Bestrahlung. Dies ist auf die Einkristallanordnung und die „heißen" Ladungsträger zurückzuführen, die im Innern des Kristalls den Stromtransport übernehmen. Mit diesem Aufbau lassen sich die Zwischenschichten beim Übergang Halbleiter-Metall sicher kontrollieren und Gitterfehler in sehr engen Grenzen halten. Nicht ohne weiteres ist jedoch das Problem der Kontaktierung der extrem dünnen Metallbasisschicht lösbar. Hier scheinen spezielle Diffusionstechniken erfolgversprechend zu sein.

An einigen Kennlinienfeldern soll noch das Verhalten der neuen Bauelemente gezeigt werden: In den Bildern 2 und 3a ist das Kollektor-Kennlinienfeld einmal in Emitterschaltung und einmal in Basisschaltung dargestellt. Während der neue MBT in Basisschaltung trotz der geringen Stromverstärkung von nur 0,9 weitgehende Ähnlichkeit mit herkömmlichen Transistoren zeigt, weist die Emitterschaltung ($\beta \approx 10$) in der Nähe des Nullpunktes eine bisher nicht übliche Erscheinung auf: Bei sehr kleiner Kollektor-Emitterspannung U_{CE} fließt der Basisstrom direkt zum Kollektor, weil die Kollektorsperrschicht wesentlich niedriger ist. Sobald U_{CE} jedoch einige zehntel Volt beträgt, beginnen die „heißen" Elektronen einzuströmen. Im Gegensatz zum Stromtransport im bipolaren Transistor stoßen die hier verwendeten Ladungsträger nicht so häufig zusammen. Man erwartet deshalb im Verlauf der weiteren Entwicklung keine wesentlich höheren Stromverstärkungswerte, als bereits angegeben. Die Ähnlichkeit des Bildes 3a mit den Kennlinienfeldern herkömmlicher Typen zeigt weiterhin, daß der MBT wie die bipolaren Transistoren ein stromgesteuertes Bauelement ist. Vergleicht man diese Darstellung mit Bild 3b, so erkennt man trotz weitgehender Übereinstimmung mit den für einen npn-Transistor ebenfalls bei Raumtemperatur aufgenommenen Kennlinien den geringeren Stromverstärkungsfaktor α des MBT.

Bemerkenswert ist jedoch das Verhalten

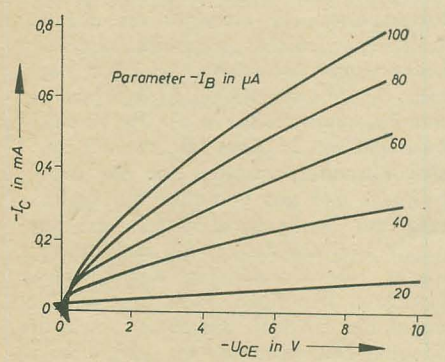


Bild 2: Kollektorkennlinienfeld des MBT für Emitterschaltung

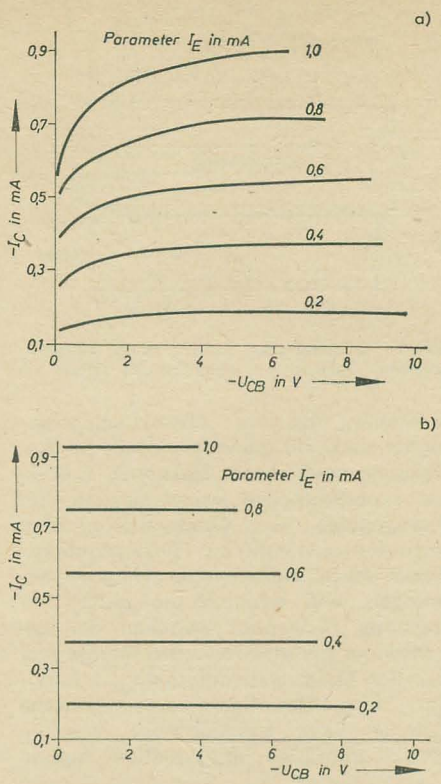


Bild 3: Kollektorkennlinienfeld für Basisschaltung bei Raumtemperatur (300 °K), a) MBT, b) npn-Si-Transistor

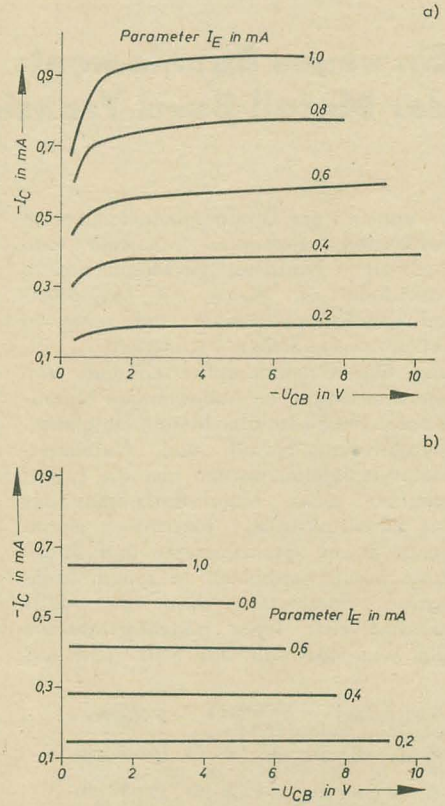


Bild 4: Kollektorkennlinienfeld wie Bild 3 bei 77 °K

beider Typen bei Abkühlung in flüssigem Stickstoff (Bilder 4a und 4b). Während sich der Stromverstärkungsfaktor α für den npn-Transistor um etwa 30% verringert, steigt er beim MBT wesentlich an. Bei der Bestrahlung mit Neutronen zeigt die Neuentwicklung ebenfalls recht günstige Eigenschaften. Bild 5 gibt das Verhalten des npn-Transistors 2 N 718 A

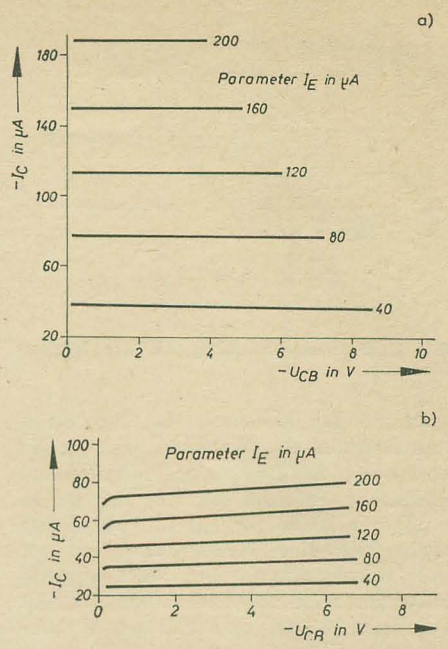


Bild 5: Kennlinienfeld eines npn-Transistors a) vor, b) vier Stunden nach einer Neutronenbestrahlung

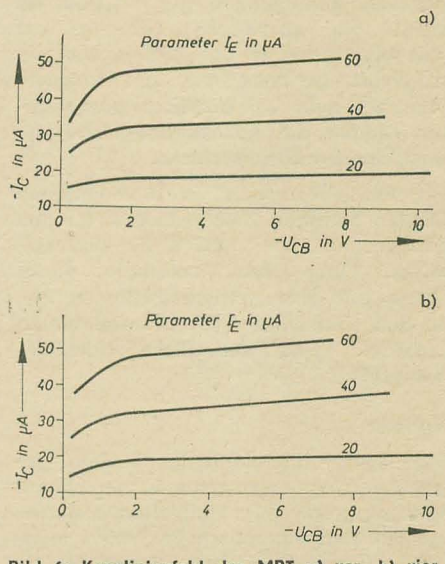


Bild 6: Kennlinienfeld des MBT a) vor, b) vier Stunden nach einer Neutronenbestrahlung

vor und vier Stunden nach der Bestrahlung wieder. Man erkennt deutlich die starke Verringerung der Stromverstärkung. Setzt man den MBT derselben Neutronenbestrahlung aus (Bild 6), tritt keine Beeinflussung der gezeigten Parameter ein.

Mit diesem Metall-Basis-Transistor ist somit im Rahmen einer breiten Grundlagenforschung ein Bauelement entstanden, das vielen Forderungen, die beispielsweise die Raumfahrt stellt, gerecht wird.

Sager

Literatur

[1] Geppert, D.: A Metal Base Transistor. Proc. IRE, 50, 1527, 1962

[2] Sprague, J. L., Lindmayer, J., Garnache, R., und Casey, J.: Metal Base Transistor Studies. Twenty-Third Annual Conference on Physical Electronics. MIT (1963), S. 210

[3] Casey, J., Garnache, R., Lindmayer, J., und Sprague, J.: Characteristics of Metal Base Transistor Structures. Electrochemical Society Meeting, Pittsburgh, 1963

[4] Paul, R.: Transistoren. VEB Verlag Technik, 1964

TANDEL-
ein nichtlineares dielektrisches Element

HANS-JÜRGEN SCHILLER

Allgemeines

Das physikalische Institut der Akademie der Wissenschaften der ČSSR machte 1964 Angaben über einen Effekt, der auf der thermischen Selbststabilisierung eines Triglyzinsulfat-Einkristalls (TGS) beruht. Dieses Element erwärmt sich durch dielektrische Verluste, die aber in der Nähe der Curietemperatur so stark temperaturabhängig sind, daß eine Eigenstabilisierung der Temperatur innerhalb sehr enger Grenzen eintritt. In diesem auch gegen Schwankungen der Umgebungstemperatur stabilen Punkt sind die elektrischen Eigenschaften des TGS-Elementes bis in das Kurzwellengebiet hinein nichtlinear. Die dielektrischen Nichtlinearitäten eröffnen dem Tandel (Temperature Autostabilizing Nonlinear Dielectric Element) ein breites Anwendungsgebiet; so u. a. als Frequenzvervielfacher, Mischer, Frequenzwandler, dielektrischer Verstärker, Elektrometer, in der Impulstechnik, als elektromechanischer Wandler und als Wandler bei der Messung des Wärmeübergangs.

Funktionsprinzip und Eigenschaften des Tandels

Ferroelektrika wurden bisher in der Technik nur als elektromechanische Wandler oder Dielektrika hoher Dielektrizitätskonstante verwendet. Weit unterhalb des Curiepunktes ist ihr Einsatz auch problematisch wegen der durch die Hysterese bedingten Mehrdeutigkeit, der niedrigen Grenzfrequenz und der relativ geringen zeitlichen Stabilität. In der Nähe des Curiepunktes, der bei den bisher benutzten TGS-Elementen unter 50 °C liegt, verändern sich diese Eigenschaften aber beträchtlich. Besondere Bedeutung

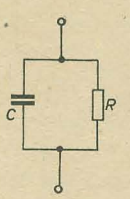


Bild 1: Vereinfachte Ersatzschaltung des Tandels

kommt dem nichtlinearen Verhalten der Dielektrizitätskonstanten als Funktion der anliegenden Spannung wie auch als Funktion der Kristalltemperatur zu. Der Einfluß der Kristalltemperatur auf das elektrische Verhalten kann nur eliminiert werden, wenn sie entweder durch eine konstante Außentemperatur ebenfalls konstant gehalten oder der schon angedeutete Effekt der Selbststabilisierung ausgenutzt wird.

Das Tandel arbeitet nach dem Prinzip der Eigenstabilisierung, die wie folgt abläuft:

Legt man an das sehr hochohmige TGS-Element (etwa $10^{13}\,\Omega$ Gleichstromwiderstand) eine Wechselspannung, so nimmt zunächst die auf Gund der dielektrischen Verluste im Kristall erzeugte Wärmemenge stark zu, so daß die Kristalltemperatur schnell steigt. In Nähe des Curiepunktes

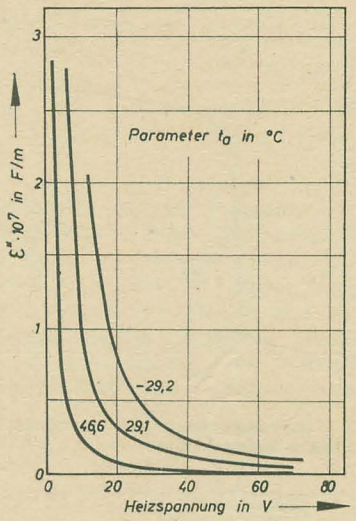


Bild 2: Verlauf von ε'' als Funktion der Heizspannung bei 20 kHz

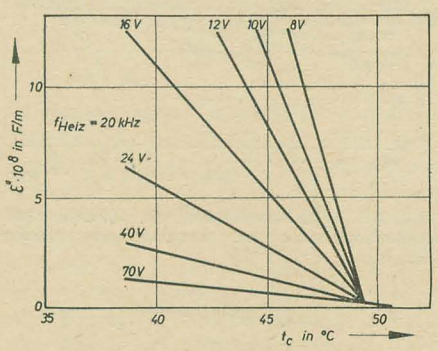


Bild 3: Verlauf von ε'' als Funktion der Kristalltemperatur

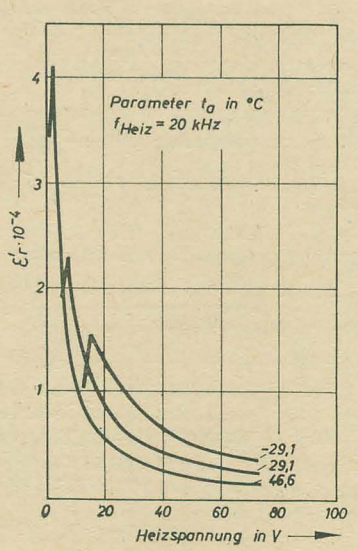


Bild 4: Verlauf von ε_r' als Funktion der Heizspannung

werden die dielektrischen Verluste sehr rasch kleiner, was eine Verringerung der erzeugten Wärmemenge zur Folge hat. Da aber die an die Umgebung abgegebene Wärme proportional der Differenz zwischen der Kristalltemperatur und der Umgebungstemperatur ist, stellt sich eine relativ stabile Temperatur des Elementes ein. Die Stabilisierung kann natürlich nur einsetzen, wenn die Außentemperatur unter der Curietemperatur liegt. Weil zur Selbststabilisierung der Kristalltemperatur die nach außen abgeführte Wärmemenge erforderlich ist, bleibt eine gewisse Abhängigkeit zwischen Kristalltemperatur t_c und Außentemperatur t_a erhalten. Auf den Stabilisierungsfaktor $S = \Delta t_c/\Delta t_a$ wird später noch eingegangen.

Die Ersatzschaltung des Tandels kann man sich als eine Parallelschaltung von nichtlinearer Kapazität C und nichtlinearem Widerstand R vorstellen (Bild 1). Beide Schaltelemente sind dabei noch von der Kristalltemperatur abhängig, die wieder eine Funktion der Amplitude und der Frequenz der angelegten Wechselspannung – später immer als Heizspannung bezeichnet – ist. Die Eigenschaften dieser Parallelschaltung lassen sich mit der komplexen Dielektrizitätskonstanten $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ beschreiben. Im Bild 2 ist der Verlauf von ε'' als Funktion der Heizspannung dargestellt (Parameter ist die Umgebungstemperatur). ε'' ist dem Wirkleitwert proportional. Man erkennt deutlich den starken Abfall des Leitwertes mit wachsender Spannung, der die Ursache für das Absinken der Wärmemenge ist. Wie man sieht, ist der Einfluß der Umgebungstemperatur bei kleiner Heizspannung wesentlich größer. Das führt schließlich so weit, daß das Element mit kleiner werdender Spannung in Abhängigkeit von der Umgebungstemperatur aus dem Zustand der Selbststabilisierung herausfällt (linkes Ende der Kurven).

Bild 3 zeigt den prinzipiellen Verlauf von ε'' als Funktion der Kristalltemperatur (Parameter ist die Heizspannung). Je niedriger die Heizspannung um so größer ist bei gleicher Temperatur des Kristalls der Verlustleitwert, so daß trotz geringerer Spannung die erforderliche Heizleistung aufgebracht wird. Beim Erreichen der Curietemperatur werden der Leitwert und damit die umgesetzte Wärmemenge vernachlässigbar klein.

Dem Verhalten des Parallelleitwertes sehr ähnlich ist das des Blindleitwertes. Im Bild 4 ist der Verlauf von $\varepsilon_r' = \varepsilon'/\varepsilon_0$ als Funktion der Heizspannung dargestellt. Bei sehr kleiner Heizspannung und hoher Temperatur t_a springt das Tandel plötzlich in den Zustand der Eigenstabilisierung und C wächst stark an. Bei tieferen Außentemperaturen liegt die kritische Heizspannung höher, so daß auf Grund der umgekehrten Proportionalität zwischen C und U der absolute Wert der Kapazität niedriger liegt. Bei weiterer Vergrößerung der Spannung fällt C hyperbolisch ab.

Bild 5 zeigt ε_r' als Funktion der Kristalltemperatur t_c mit der Heizspannung als Parameter. Das Maximum der Kapazität

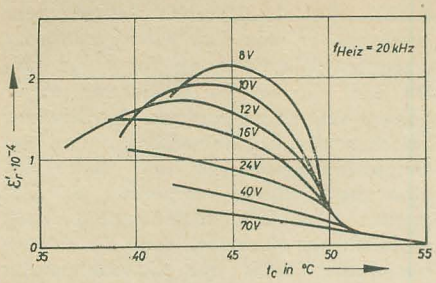


Bild 5: Verlauf von ε_r' als Funktion der Kristalltemperatur

liegt deutlich vor Erreichen der Curietemperatur und ist stark von der angelegten Spannung abhängig. Die Kapazität läßt sich also bei Raumtemperatur mit der Spannung etwa im Verhältnis 1:5 variieren, wobei ihr Minimum je nach Konstruktion des Elements im allgemeinen bei einigen zehn Pikofarad liegt.

Legt man an ein Tandel eine Wechselspannung konstanter Frequenz aber ständig wachsender Amplitude, so wird sich die Kristalltemperatur so lange nur langsam erhöhen, wie die vom Tandel aufgenommene elektrische Leistung noch wesentlich geringer als die zur Selbststabilisierung erforderliche ist. Bei weiterer Erwärmung springt aber plötzlich der Wirkleitwert (siehe Bild 2) auf wesentlich größere Werte. Die aufgenommene Leistung vervielfacht sich, und die Kristalltemperatur erhöht sich sprunghaft (Zeitkonstante im Millisekunden-Bereich). Steigt die Spannung weiter, so erhöht sich die Kristalltemperatur auf Grund der Selbststabilisierung nur noch unwesentlich. Beim Verringern der Heizspannung zeigt sich dann, daß der Zustand der Eigenstabilisierung noch bis zu wesentlich kleineren Spannungen erhalten bleibt, bei einer unteren Grenze dann aber auch plötzlich verschwindet.

Im Bild 6 ist für zwei verschiedene Frequenzen (20 kHz und 1 MHz) die Kristalltemperatur als Funktion der Heizspannung dargestellt. Aus der Gleichheit der beiden Spannungen U_{cr}, bei denen die Instabilität einsetzte, ist zu ersehen, daß die dielektrischen Verluste des TGS-Elements im kalten Zustand im betrachteten Bereich annähernd frequenzunabhängig sind. Im Zustand der Selbststabilisierung ist das, wie die unterschiedliche Breite der Kurven beweist, nicht mehr der Fall. Für höhere Frequenzen sind die Verluste beträchtlich größer.

Wie bereits erwähnt, hat auch die Außentemperatur Einfluß auf die Stabilisierung der Kristalltemperatur. Über die Größe des Einflusses gibt der Stabilisierungsfaktor $S = \Delta t_c / \Delta t_a$ Auskunft.

Im Bild 7 ist die Funktion $t_c = f(t_a)$ mit verschiedenen Heizfrequenzen als Parameter dargestellt. Für die vergleichsweise eingezeichnete Gerade ist $S = 1$. Kleiner wird S mit wachsender Frequenz und ist bei $f = 200$ kHz besser 0,005.

Bild 8 zeigt die Kristalltemperatur als Funktion der Heizspannung. Hier wird besonders deutlich, daß sich die thermische Stabilität mit größer werdender Heizspannung erhöht.

Wegen der Nichtlinearität des Wirkleitwertes und der Kapazität des Tandels treten zum Beispiel bei sinusförmiger Heizspannung die im Bild 12a gezeigten Verzerrungen des Tandelstromes ein. Die Veränderungen der Stromfunktion lassen auf einen sehr hohen Oberwellengehalt schließen. So ist auch noch, wie Bild 9 zeigt, die 49-te Harmonische gut nachweisbar. Auffällig ist, daß der Strom nur ungeradzahlige Harmonische enthält und daß die Amplituden der niedrigeren Harmonischen in weitem Bereich von der Größe der Heizspannung unabhängig sind. Ein Vergleich der Bilder 9 und 10 – die sich nur durch die Außentemperatur unterscheiden, bei denen die Werte aufgenommen wurden – zeigt, daß die Amplitude der höheren Harmonischen nicht stark von der Umgebungstemperatur abhängt.

Überlagert man der sinusförmigen Heizspannung eine Gleichspannung und oszillografiert den Tandelstrom (Bild 11), so läßt sich eine Lageverschiebung des Impulses als Funktion der Gleichspannung nachweisen (Bild 12). Die Ursache für diese Verschiebung ist die starke Nichtlinearität des Tandels bei kleineren Spannungen. Erreicht die überlagerte Gleichspannung etwa den Spitzenwert der Heizspannung, so geht die Heizleistung gegen Null, und das Tandel verläßt den Zustand der Selbststabilisierung. Eine Folge der Impulslagemodulation durch die Gleichspannung ist eine starke Verschiebung des Oberwellengehaltes; es entstehen jetzt je nach Größe der Gleichspannung geradzahlige und ungeradzahlige Harmonische unterschiedlicher Amplitude (Bilder 13 und 14).

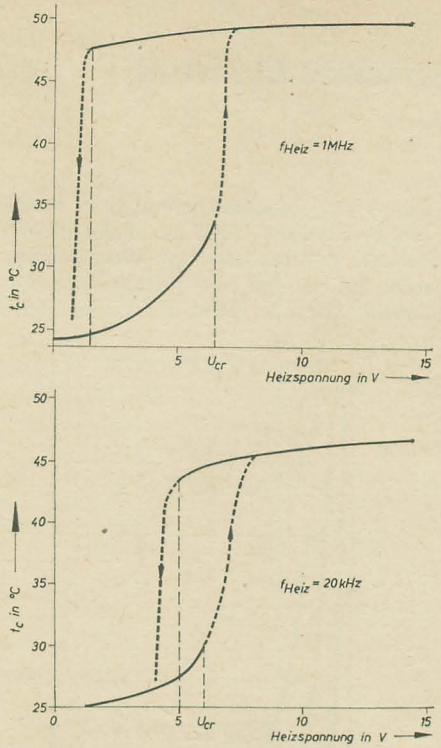


Bild 6: Temperaturhysterese des Tandels für zwei verschiedene Heizfrequenzen

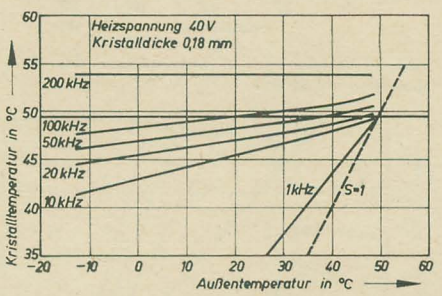


Bild 7: Kristalltemperatur als Funktion der Außentemperatur bei verschiedenen Heizfrequenzen

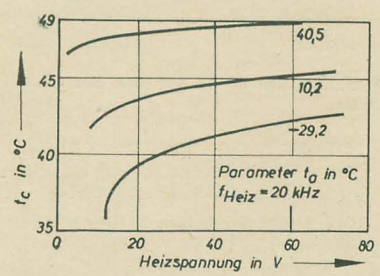


Bild 8: Kristalltemperatur als Funktion der Heizspannung

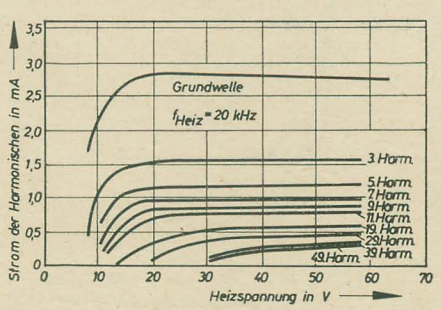


Bild 9: Oberwellenstrom als Funktion der Heizspannung bei 23 °C Außentemperatur

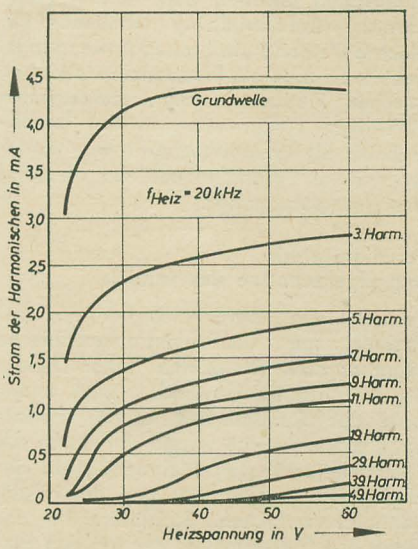


Bild 10: Oberwellenstrom als Funktion der Heizspannung bei —39 °C Außentemperatur

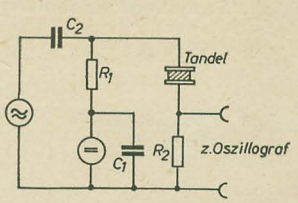
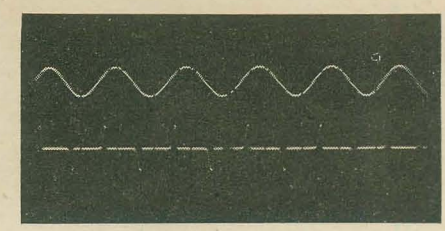
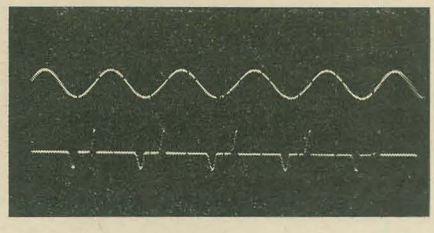


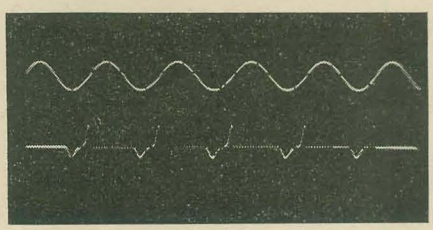
Bild 11: Meßschaltung zur Aufnahme des Tandelstroms



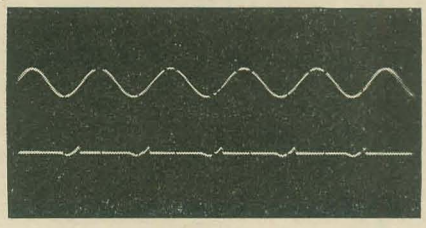
a) 0 V Gleichspannung



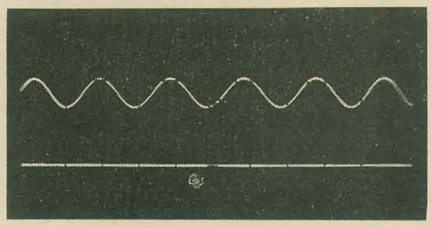
b) 35 V Gleichspannung



c) 45 V Gleichspannung



d) 55 V Gleichspannung



e) 65 V Gleichspannung, das Tandel hat den Zustand der Selbststabilisierung verlassen

Bild 12: Tandelstrom bei verschiedenen Gleichspannungen (Heizspannung 50 V, 1 kHz)

Mit wachsender Frequenz der Heizspannung nimmt die Anzahl der Harmonischen stark ab. Dieser Effekt ist auf die durch den geometrischen Aufbau des Tandels bedingte lineare Parallelkapazität zurückzuführen.
Die Bilder 15 und 16 zeigen im Vergleich zu den Bildern 9 und 10 die starke Verringerung des Oberwellengehaltes bei höherer Frequenz der Heizspannung.

Aufbau des Tandels

Das Tandel besteht aus einem Scheibchen, das durch senkrecht zur Polarachse verlaufende Schnitte aus einem Triglyzinsulfat-Einkristall gewonnen wurde. Die Plattendicke schwankt zwischen 0,05 und 1,0 mm. Die Oberfläche der Platten liegt zwischen einigen Zehntel mm^2 und einigen mm^2. Nach dem Polieren der Plattenoberflächen erhalten sie im Vakuum eine Silber- oder Goldschicht, die als Elektroden dienen. Die Verbindung der Elektroden zu den äußeren Anschlüssen erfolgt über 50 μ starke Silber- oder Konstantandrähte. Das ganze System wird in ein Diodengehäuse eingesetzt oder in eine evakuierte Glasröhre eingeschmolzen. Das Tandel zeichnet sich durch eine sehr einfache Fertigung und durch seinen äußerst robusten Aufbau aus. Einen Größenvergleich der zur Zeit in Versuchsfertigung laufenden Tandel mit einem Pfennigstück zeigt Bild 17. Es bestehen aber keine prinzipiellen Schwierigkeiten, die äußeren Abmessungen wesentlich zu verringern, da das aktive Element nur einen winzigen Bruchteil des gesamten Raumes einnimmt. Ebenfalls besteht kein Grund zu der Annahme, daß das bisher verwendete Triglyzinsulfat optimale Eigenschaften besitzt.

Anwendung

Das Einsatzgebiet des Tandels ist je nach der genutzten Eigenschaft in mehrere Bereiche zu unterteilen. Die temperaturstabilisierende Wirkung des Tandels kann zum Bau von Miniaturthermostaten mit einem Stabilisierungsfaktor $S = 0{,}01$ benutzt werden. Da die aufgenommene elektrische Leistung sehr stark von der an die Umgebung abgeführten Wärmemenge abhängt, kann das Element in einer entsprechenden konstruktiven Gestaltung als Fühler für den Wärmeübergang benutzt werden. Die piezoelektrische Konstante des Triglyzinsulfats hat ihr Maximum kurz unterhalb der Curietemperatur, so daß das Tandel auch als mechanisch-elektrischer Wandler eingesetzt werden kann.
Bild 18 zeigt einen Frequenzvervielfacher für eine Eingangsfrequenz von 1 MHz. Je nach Abstimmung der Elemente L_4, C_5 und des π-Gliedes erhält man entweder die 3. oder die 5. Harmonische am Ausgang, wobei die Ausgangsleistung der 3. Harmonischen etwa 50% und die der 5. etwa 25% der Eingangsleistung beträgt. Die interessante Lösung einer Schaltung zur Frequenzmodulation zeigt Bild 19. Hier wurde ein zweiteiliges Tandel benutzt, das über den Teil A geheizt wird und nur die nichtlineare Kapazität des Teils F, durch die Modulationsspannung ständig geändert, steuert die Größe der Oszillatorfrequenz. Der optimale Arbeitspunkt wird mit einer Gleichvorspannung über den Widerstand R_4 eingestellt. Der hohe Widerstand für Gleichspannungen macht das Tandel für Elektrometerschaltungen besonders geeignet. Die Schaltung eines derartigen Elektrometers, das mit zwei Tandeln arbeitet, zeigt Bild 20. Es gestattet die Messung von Gleichspannungen zwischen 100 mV und 10 V bei einem Eingangswiderstand $> 10^{12}\,\Omega$ und einer Eingangskapazität von etwa 200 pF. Ohne die Brücke am Eingang 2 können symmetrische Spannungen gemessen werden.
Die wenigen hier aufgeführten Beispiele sollen nur das Anwendungsgebiet des

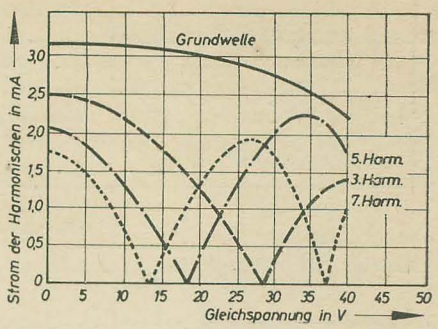


Bild 13: Oberwellenstrom als Funktion der überlagerten Gleichspannung, Heizspannung 40 V, 20 kHz

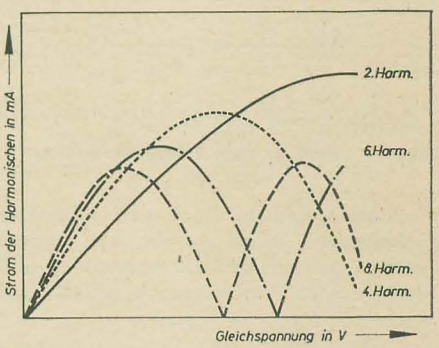


Bild 14: Oberwellenstrom als Funktion der überlagerten Gleichspannung, Heizspannung 40 V, 20 kHz

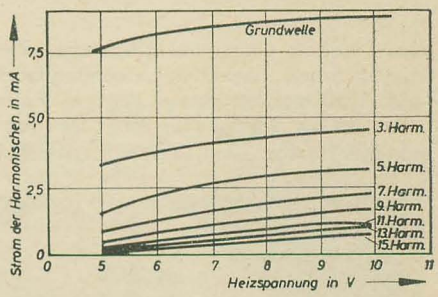


Bild 15: Oberwellenstrom als Funktion einer 1-MHz-Heizspannung

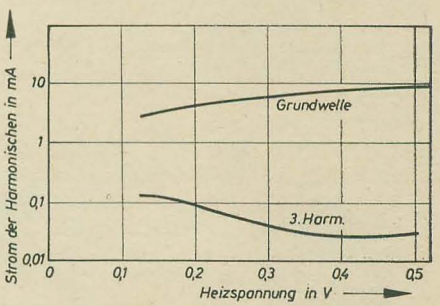


Bild 16: Oberwellenstrom als Funktion einer 30-MHz-Heizspannung

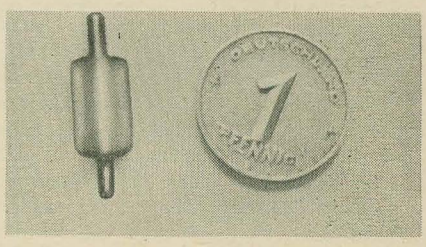


Bild 17: Größenvergleich zwischen Tandel und Pfennigstück

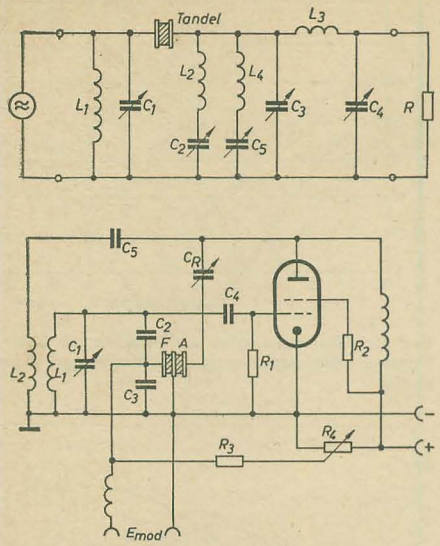


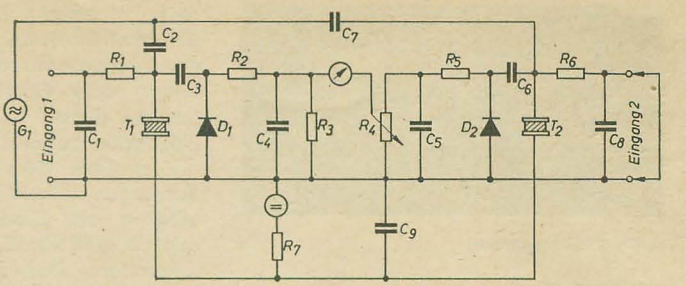
Bild 19: Schaltung eines Frequenzmodulators

Tandels andeuten. Noch sind sehr viele Schaltungen nicht erprobt und andere werden sich erst aus der Anwendung und der weiteren Verbreitung ergeben. Das gesamte Einsatzgebiet des Tandels ist heute ebensowenig zu übersehen, wie man mit Sicherheit sagen kann, daß die jetzt vorliegenden Elemente optimale Lösungen darstellen.

Herrn Dr. Z. Malek vom Physikalischen Institut der Akademie der Wissenschaften Prag sei hier besonders gedankt für seine kritischen Hinweise und Anregungen sowie für das freundliche Überlassen der angeführten Literatur, der auch ein großer Teil der Bilder entnommen wurde.

Bild 18: Prinzipschaltbild eines Frequenzvervielfachers

Bild 20: Elektrometerstromkreis mit zwei Tandeln



Literatur

[1] Glanc, A., Malek, Z., u. a.: Temperature Autostabilizing Nonlinear Dielectric Element (Tandel). Journal of Applied Physics Vol. 35, No. 6, S. 1870–1878

[2] Malek, Z., Mastner, J.: Zàkladní vlastnosti tandelu. Sdelovaci technika 3 (1964)

[3] Malek, Z., Mastner, J., u. a.: Basic Properties of TGS-Tandel. Solid-State Electronics Pergamon Press 1964, Vol. 7, S. 655–669

[4] Mastner, J., Hrdlička, J.: A simple Tandel Electrometer Circuit. Veröffentlichung der Akademie der Wissenschaften der ČSSR, Prag

[5] Strajblova, J., Fiala, J.: On the frequency dependence of the temperature autostabilisation effect in ferroelectrics. Physics Letters Vol. 8, No. 5, S. 306–307

[6] Glanc, A.: The construction of TGS-Tandel and some of its applications in electronic circuitry. Solid-State Electronics Pergamon Press 1964, Vol. 7, S. 671–676

Kollektorloser Gleichstrom-Kleinstmotor für Tonbandgeräte

Das Ergebnis einer sehr glücklichen Zusammenarbeit zwischen Hochfrequenz- und Starkstromtechnikern liegt in Form eines neuen Motors für tragbare Tonbandgeräte vor. Man verspricht sich von ihm u. a. einen geräuschlosen Lauf, lange Lebensdauer und wartungsfreien Betrieb. Es ist ein kollektorloser Gleichstrommotor, dessen Prinzip sehr interessant ist: Es handelt sich um einen Außenläufermotor, d. h., die Feldspulen befinden sich im Inneren des drehbar gelagerten „Läufers". Durch das Fehlen des Kollektors werden die Laufgeräusche zwangsläufig geringer, denn die auf dem Kollektor schleifenden Bürsten fallen ebenfalls fort. Das Drehfeld, das normalerweise durch die mechanische Kommutierung (Umschaltung) jeweils phasengerecht erzeugt wird, entsteht bei dem neuen Motor elektronisch.

Ein Transistoroszillator steuert drei Schalttransistoren. Ein auf dem Läufer des Motors umlaufender Ferritsektor beeinflußt die in den Basiszuleitungen liegenden Steuerspulen, die gegeneinander um 120° versetzt sind. Es werden also in ihnen Impulse erzeugt, die nach Gleichrichtung je einen Schalttransistor steuern. Dadurch öffnet man die drei Transistoren abwechselnd. Die drei Feldspulen in den Kollektorleitungen führen abwechselnd Strom, und das Drehfeld schreitet im „richtigen Sinne" fort. Im Oszillator befindet sich eine Dämpfungsspule mit einem Kontakt des Fliehkraftreglers [r a d i o u n d f e r n s e h e n 12 (1963), H. 14, S. 449].

Bild 1 zeigt die Teile dieses neuen von Grundig und der AEG entwickelten Motors und seines Steuerteiles. Die Schaltung ist im Bild 2 zu sehen. Der Motor wird in den neuen Tonbandgeräten TK 6 L von Grundig eingesetzt. Bei einer Leistungsabgabe von 0,5 W arbeitet er mit einem Wirkungsgrad von 40%.

Streng

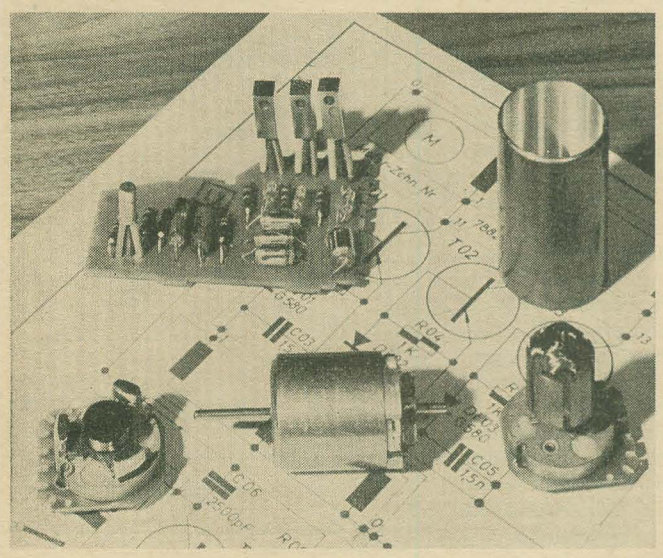


Bild 1: Der kollektorlose Außenläufermotor im TK 6 L von Grundig (unten Mitte) zwischen der Statorwicklung (rechts) und den Steuerspulen (links). Neben der Motorhülle ist die Druckschaltungsplatte mit dem Oszillator und den drei Steuertransistoren zu sehen (Foto: Grundig)

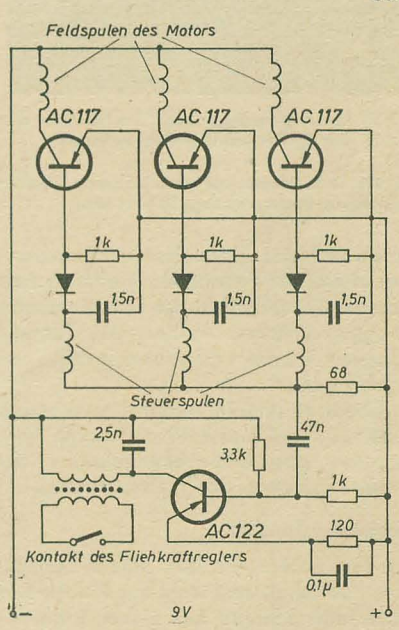


Bild 2: Schaltung der elektronischen Drehfelderzeugung in dem Motor des Grundig-Tonbandgerätes TK 6 L

Transistor-Mehrbereichs-Fernsehtuner

Seitdem man HF-Transistoren herstellen kann, die auch die UHF-Fernsehbänder IV und V erfassen, wurde angestrebt, den VHF- und UHF-Tuner mit Transistoren statt mit Röhren zu bestücken. Diese Versuche verliefen im Laufe der Zeit so erfolgreich, daß der Transistor heute die Röhre in den UHF- und VHF-Bausteinen weitgehend ersetzt hat. So hatte man z. B. bei Telefunken in den letzten zwei Jahren zunächst einen Teil und später sämtliche Fernsehgeräte mit Transistor-UHF-Tunern ausgerüstet. Bei der Konstruktion und Entwicklung dieser Tuner wurden so viel Erfahrungen gesammelt, daß das Unternehmen für die kommende Saison nunmehr einen Mehrbereichstuner entwickeln konnte, dessen schaltungstechnischer und mechanischer Aufbau für VHF und UHF eine Einheit darstellt. Dieser neue Tuner ist mit fünf Transistoren bestückt, davon arbeiten zwei im UHF-Teil und drei im VHF-Teil. Bei UHF-Betrieb übernimmt zusätzlich der VHF-Mischtransistor im Geradeausbetrieb die Verstärkung der Zwischenfrequenz. Damit arbeiten für UHF und auch für VHF also jeweils drei Transistoren.

Die Methode, beide Schaltungsteile mit eigenen Transistoren zu bestücken, stellt eine einwandfreie elektrische Trennung beider Schaltungszüge sicher und erlaubt eine einfache Umschaltung zwischen den Bereichen, ohne daß Schaltkontakte an der Nahtstelle zwischen UHF und VHF die jeweiligen frequenzbestimmenden Kreise beeinflussen. Außerdem wurden die Transistoren ihrem speziellen Verwendungszweck entsprechend ausgesucht, so daß optimale Rausch- und Regelverhältnisse gewährleistet sind.

Interessant ist die Lösung, die geerdeten Rotorplatten des Vierfach-Drehkondensators für beide Bereiche gemeinsam zu benutzen. Hierdurch ergibt sich eine wesentlich einfachere Konstruktion des Drucktastensatzes gegenüber der Methode mit zwei Drehkondensatoren oder anderen für jeden Bereich eigenen Abstimmorganen.

Zum besseren Verständnis der elektrischen Funktionen sind in den Bildern 1 und 2 jeweils das Prinzipschaltbild der VHF- und UHF-Baustufen dargestellt. Dabei wurde besonders die für UHF-Baustufen übliche Schaltungsdarstellung in eine konventionelle Zeichenweise abgeändert. Gleichstromführende Bauelemente sind weitgehend unberücksichtigt gelassen, so daß sich beide Prinzipschaltbilder nur auf die HF-Belange beziehen.

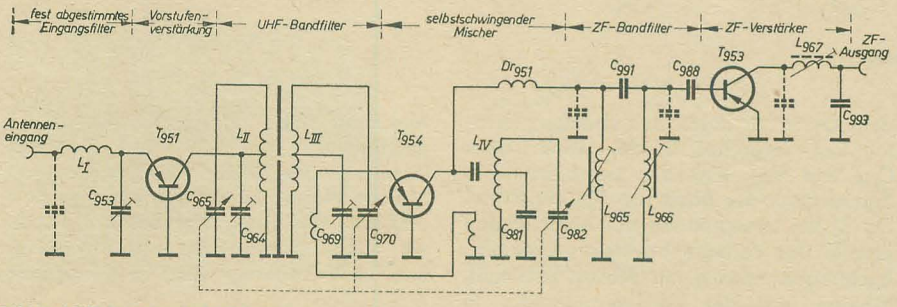


Bild 1: UHF-Prinzipschaltbild

UHF-Teil

Das normalerweise symmetrisch zugeführte Antennensignal wird durch eine in gedruckter Schaltung ausgeführte Umwegleitung unsymmetrisch gemacht und gelangt dann über einen breitbandigen fest abgestimmten π-Eingangskeis, der aus L_I, C_{953} und der kapazitiven Komponente des Antenneneingangs (im Bild 1 gestrichelt gezeichnet) besteht, zum Emitter des ersten Transistors T_{951}.

Zwischen dem Kollektor dieses Vorstufentransistors und dem Emitter des ebenfalls in Basisschaltung arbeitenden Mischtransistors T_{954} liegt ein über den gesamten Bereich kapazitiv durchstimmbares Hochfrequenzbandfilter, das primärseitig aus L_{II}, C_{965} und C_{964} und auf der Sekundärseite aus L_{III}, C_{970} und C_{969} besteht.

Der Kopplungsgrad beider Kreise wird im wesentlichen durch ein Loch bestimmt, das sich in der Trennwand zwischen den beiden in Koaxialtechnik aufgebauten Kreisen befindet.

Der Transistor T_{954} arbeitet als selbstschwingender Mischer. Sein frequenzbestimmender Kollektorkreis besteht aus L_{IV}, C_{982} und C_{981}. Eine Induktivität im Emitterzweig sorgt gleichzeitig für die Rückkopplung und für die Einkopplung des vom Vorstufentransistor verstärkten Antennensignals.

Am Kollektor von T_{954} wird schließlich das Mischprodukt, die Zwischenfrequenz, entnommen und einem gemischt kapazitiv induktiv gekoppelten ZF-Bandfilter zugeführt. Dieses Bandfilter besteht primärseitig aus der Induktivität L_{965} und einer Reihe von Kapazitäten, die sich durch den schaltungstechnischen Aufbau ergeben haben (im Bild 1 gestrichelt gezeichnet). Die Sekundärseite wird von der Induktivität L_{966} und den Schaltungskapazitäten einschließlich der Eingangskapazität des folgenden Transistors gebildet. Die UHF-Drossel Dr_{951} hat für die Zwischenfrequenz keine Bedeutung. Sie dient nur dazu, das UHF-Signal der selbstschwingenden Mischstufe von dem folgenden Transistor T_{953} fernzuhalten. Dieser arbeitet bei VHF-Betrieb als Mischer und bei UHF-Betrieb als Geradeausverstärker für das ZF-Signal. An seinem Kollektor ist ein ZF-Kreis gekoppelt. Er ist in π-Schaltung ausgelegt, damit das ZF-Signal niederohmig dem Tuner entnommen werden kann. Dieser π-Kreis besteht aus L_{967}, C_{993} und einer Parallelschaltung verschiedener kapazitiver Komponenten.

VHF-Teil

Im Gegensatz zum UHF-Teil, der ohne Umschaltung die Bänder IV und V erfaßt,

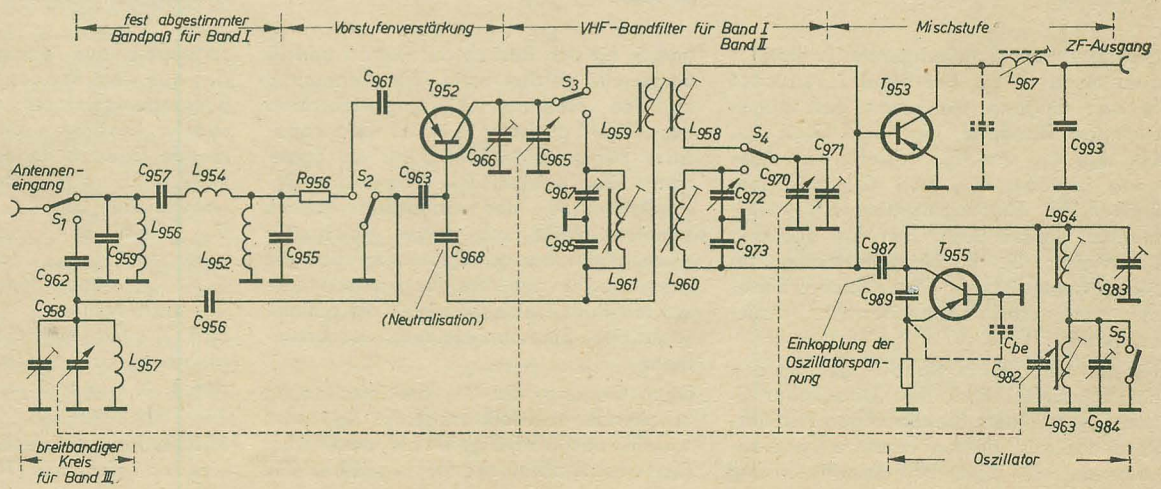


Bild 2: VHF-Prinzipschaltbild (Schalterstellung Band I)

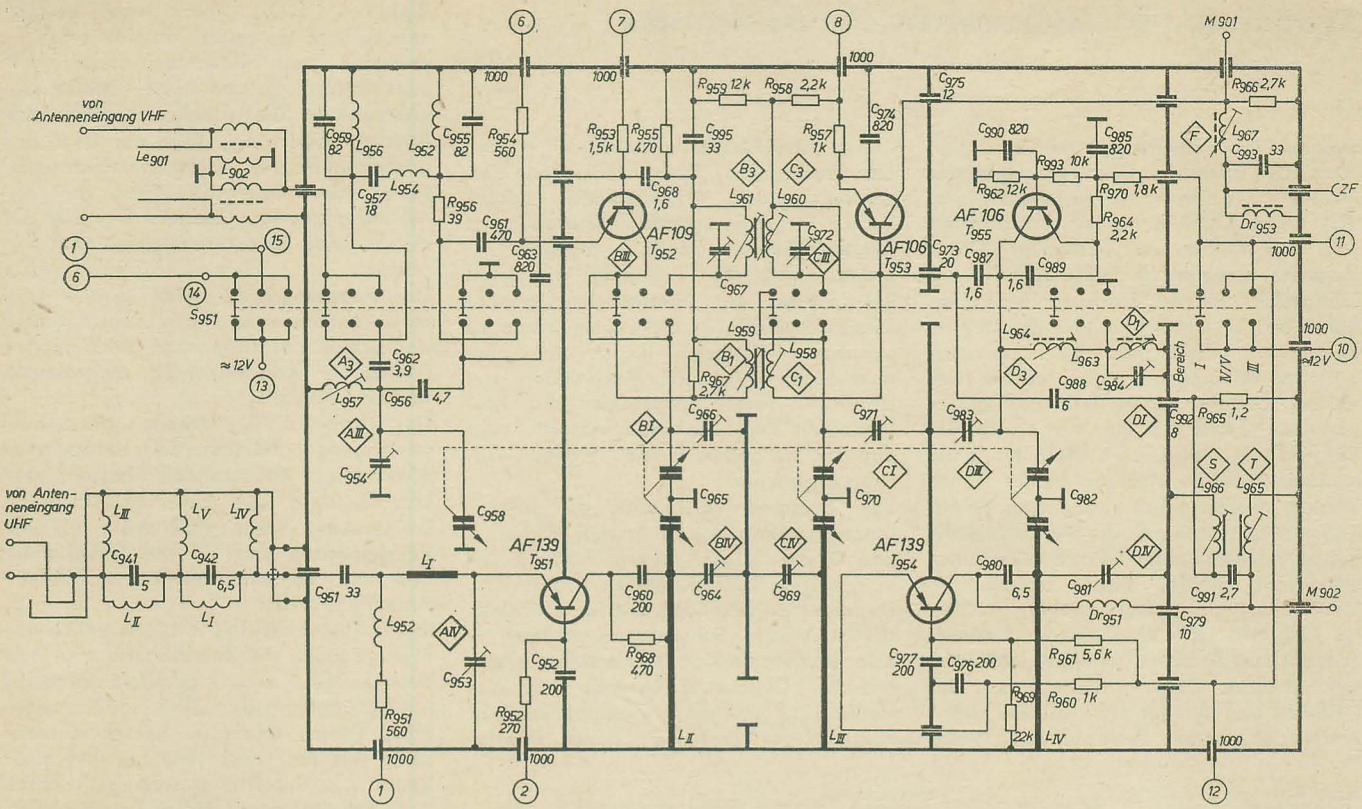


Bild 3: Gesamtschaltbild des Mehrbereichs-Transistortuners

mußte für den VHF-Teil wegen der Aufteilung des VHF-Bereiches in die Bänder I und III eine Umschaltung vorgenommen werden. Im Bild 2 ist der hierzu nötige Schaltersatz mit den Positionen S_1 bis S_5 gekennzeichnet. Ähnlich wie beim Antenneneingang des UHF-Teils wird das normalerweise symmetrische Antennensignal mit einem breitbandigen Übertrager unsymmetrisch gemacht. Der Umschalter S_1 leitet dann dieses Signal entweder dem Schaltungszug für Band I oder Band III zu. Bei Band I verbindet S_1 den Eingang mit einem fest abgestimmten Bandpaß, der aus C_{959}, L_{956}, C_{957}, L_{954}, L_{952} und C_{955} besteht. Sein Ausgang ist über R_{956} und C_{961} mit dem Emitter des Eingangstransistors T_{952} verbunden, dessen Basis über C_{963} und den Umschalter S_2 hochfrequenzmäßig an Masse gelegt ist. Für dieses Band arbeitet also der Vorstufentransistor in Basisschaltung.

Für den Empfang im Band III gelangt das Eingangssignal über den Umschalter S_1 und C_{962} zu einem breitbandigen Parallel-Resonanzkreis, dessen Eigenfrequenz zusammen mit dem VHF-Bandfilter und dem Oszillator durch den Drehkondensator C_{958} verändert werden kann. Über C_{956} und C_{963} wird das vorabgestimmte Signal dann der Basis von T_{952} zugeführt. Da S_2 bei Umschaltung auf Band III den Emitter des Vorstufentransistors über C_{961} hochfrequenzmäßig mit Masse verbindet, arbeitet jetzt der Vorstufentransistor in Emitterschaltung. Vom Kollektor aus gelangt das verstärkte VHF-Signal zu einem Bandfilter, da mit den Umschaltern S_3 und S_4 für den Betrieb auf Band I und III umgestellt werden kann. Zur Anpassung an den niedrigen Eingangswiderstand des Mischtransistors T_{953} ist der kapazitive Zweig beider Bandfilter als Spannungsteiler ausgebildet. Damit die Gesamtsymmetrie der Bandfilter jedoch erhalten bleibt und dabei gleichzeitig eine gegenphasige Spannung für die Neutralisation zur Verfügung steht, wurde auf der Primärseite prinzipiell die gleiche kapazitive Spannungsteilung vorgenommen.

Dem Eingang des in Emitterschaltung arbeitenden Mischtransistors T_{953} wird sowohl das VHF-Signal als auch über C_{987} das Oszillatorsignal zugeführt. Die Mischung selbst erfolgt additiv an der gekrümmten I_B/I_C-Kennlinie. Die Auskopplung des ZF-Signals geschieht auf gleiche Weise und mit den gleichen Bauelementen wie bei UHF-Betrieb, da der als VHF-Mischer arbeitende Transistor bei UHF-Empfang die ZF-Verstärkung übernimmt.

Der kapazitiv rückgekoppelte VHF-Oszillator ist mit dem Transistor T_{955} bestückt. Er bezieht seine Rückkopplungsspannung aus einem Spannungsteiler, der aus dem Kondensator C_{989} und dem Eingangswiderstand der Basis-Emitterstrecke besteht. Das frequenzbestimmende Glied befindet sich im Kollektorkreis und setzt sich für Band III im wesentlichen aus L_{964}, C_{983}, dem Drehko C_{982} und für Band I aus der Reihenschaltung von $L_{963/964}$, den Kondensatoren C_{983}, C_{984} und dem gleichen Drehko C_{982} zusammen.

Bild 3 zeigt das Gesamtschaltbild des Mehrbereichs-Transistortuners. Die Bilder 4, 5 und 6 unterstützen durch Prinzipdarstellungen.

Mitteilungen des Technischen Pressedienstes von Telefunken (TPd 2412)

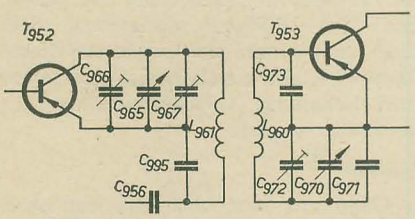


Bild 4: Prinzipdarstellung des VHF-Bandfilters für Band III

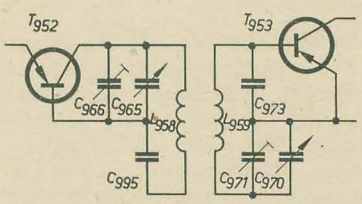


Bild 5: Prinzipdarstellung des VHF-Bandfilters für Band I

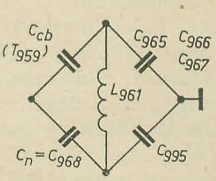


Bild 6: Brückenschaltung zur Neutralisierung des Transistors T_{952} im Band III

G. PFÜTZNER UND N. KILZ **26**

Die SRS 4453 – eine neue Impulsdoppeltetrode

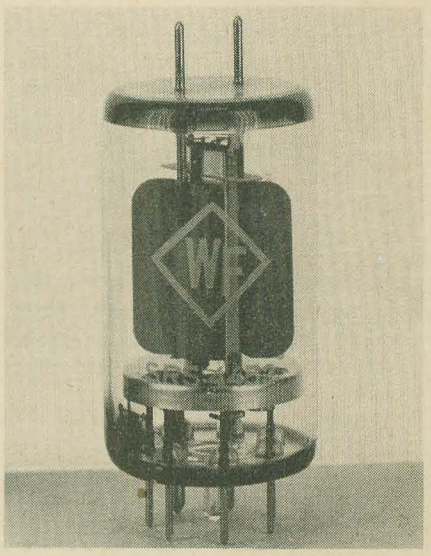
Einleitung

In zunehmendem Maße werden bei den kleineren Schiffseinheiten der Hochseeflotte der DDR Radaranlagen eingesetzt, die gewährleisten sollen, daß auch unter ungünstigen Witterungsverhältnissen ein optimaler Kollisionsschutz gegeben ist. Speziell zu diesem Zweck wurde vom VEB Funkwerk Köpenick die Kleinradaranlage KSA 5 entwickelt.

Die Forderungen hinsichtlich der Zuverlässigkeit einer derartigen Anlage sind hart, da eine unzureichende Funktionsfähigkeit oder gar ein Betriebsausfall die Sicherheit des Schiffes weitgehend gefährden. Weiterhin ist zu berücksichtigen, daß auf den kleinen Schiffen für die Wartung und Reparatur der Anlagen keine Spezialisten zur Verfügung stehen.

Demzufolge müssen mit der Anlage eine außerordentlich hohe Betriebssicherheit und eine geringe Störanfälligkeit erreicht werden. In solchen Anlagen müssen Bauelemente hoher Qualität eingesetzt werden.

Eines dieser Bauelemente ist die Taströhre SRS 4453 für das Magnetron HMI 941, deren Entwicklung und technische Daten im folgenden kurz wiedergegeben sind.



Impulsdoppeltetrode SR S 4453

Konstruktion und Technologie

Die SRS 4453 entstand in Anlehnung an den bereits bekannten Typ SRS 4451. Die allgemeinen Röhrenkennwerte wurden weitgehend übernommen. Dagegen konnten durch spezielle Maßnahmen die Grenzwerte bei der SRS 4453 für den Impulsbetrieb beträchtlich verbessert werden.

Hier ist an erster Stelle die Spannungsfestigkeit zu nennen. Durch eine Änderung der Systemzentrierung sowie durch die Anwendung grundsätzlich neuer technologischer Verfahren für die Gestaltung der Oberfläche verschiedener Elektroden hat die Spratzneigung so abgenommen, daß der neue Grenzwert von $U_a = 8{,}0$ kV mit Sicherheit gehalten wird. Erhebliche technologische Veränderungen der Katode und geeignete Wahl des Katodenwerkstoffes schaffen die Voraussetzungen für ein gutes Lebensdauerverhalten.

Im Fertigungsprozeß sind besondere Prüfungen vorgesehen, die eine hohe Zuverlässigkeit und eine Vermeidung von Frühausfällen garantieren.

Allgemeine Betriebsbedingungen

Die Röhre soll bei dem Nennwert der Heizspannung betrieben werden. Durch Schaltmittelstreuungen bedingte Abweichungen dürfen ± 2% nicht übersteigen. Abweichungen, die durch Netzspannungsschwankungen eintreten, dürfen kurzzeitig nicht mehr als ± 10% vom Nennwert der Heizspannung betragen.

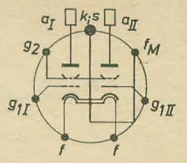
Die Röhre ist für senkrechten und waagerechten Einbau vorgesehen. Bei waagerechtem Einbau müssen die Anodenanschlüsse in einer waagerechten Ebene liegen.

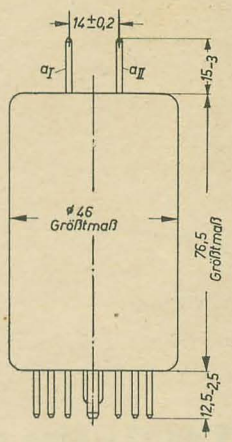
Die Röhre ist für den Dauerstrichbetrieb nicht geeignet. Für diese Zwecke ist die SRS 4451 einzusetzen.

Die maximale Temperatur des Kolbens und der Anodenanschlüsse darf 200 °C nicht übersteigen. Bei Überschreiten der Temperatur ist der Kolben durch einen entsprechenden Luftstrom zu kühlen.

Technische Daten

Die SRS 4453 ist eine indirekt geheizte strahlungsgekühlte Impulsdoppeltetrode für 6,3 V oder 12,6 V Heizspannung.





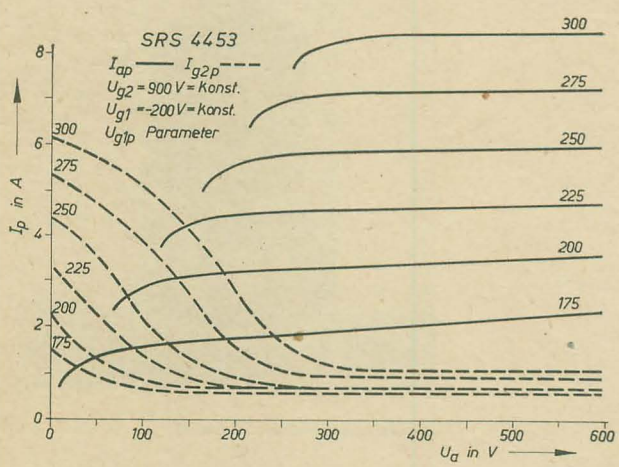
Kennwerte:

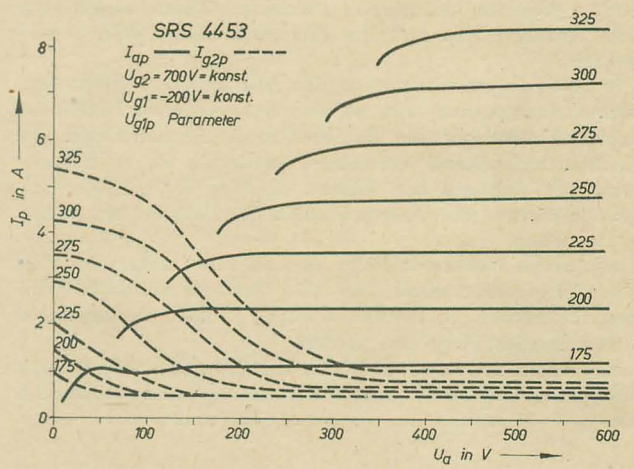
$S = 4{,}5$ mA/V bei $I_a = 30$ mA
$\mu_{g_2g_1} = 8{,}2$

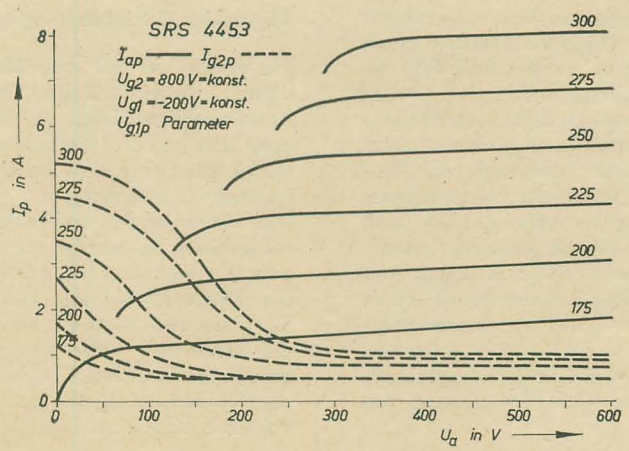
		Betriebswerte	Grenzwerte Systeme parallel	
Anodenspannung	U_a	7,0 kV	max	8,0 kV
Schirmgitterspannung	U_{g2}	850 V	max	950 V
Gittervorspannung	U_{g1}	— 200 V	max	— 300 V
Anodenverlustleistung	P_a		max	15 W
Schirmgitterverlustleistung	P_{g2}		max	3 W
Steuergitterverlustleistung	P_{g1}		max	1 W
Anodenimpulsstrom	I_{ap}	5,5 A	max	6,5 A
Schirmgitterimpulsstrom	I_{g2p}		max	3,5 A
Steuergitterimpulsstrom	I_{g1p}		max	2 A
Impulsdauer	t_p	0,5 µs	max	1 µs
Impulsfolgefrequenz	f_p	1000 Hz	max	1600 Hz
Tastverhältnis	v_T	$0{,}5 \cdot 10^{-3}$	max	$1{,}6 \cdot 10^{-3}$
Spannung zwischen Heizer und Katode (Vorzugsweise $U_{-f/k}$)		$U_{f/k}$	max	100 V

Kapazitäten je System

Eingang	$c_{g1\,(a)}$	8,5 bis 11 pF
Ausgang	$c_{a\,(g1)}$	2,6 bis 6 pF
Gitter 1/Anode	$c_{g1\,a\,max}$	0,10 pF







radio und fernsehen

14 (1965) H. 15

Einführung in die Matrizenrechnung (1)

Gr. 1
Blatt 1

Labor- und Berechnungsunterlagen

DK 512. 831

1. Allgemeines

Die Matrizenrechnung gestattet auf einfache Art und Weise – es ist nur die Kenntnis der vier Grundrechenarten erforderlich – Schaltungsberechnungen in einer übersichtlichen, geschlossenen mathematischen Form darzustellen. Lineare Probleme, wie sie bei Übertragern, Filtern, Weichen, Dämpfungsgliedern oder Verstärkern auftreten, können mit der Matrizenrechnung schnell und anschaulich berechnet werden, wobei Zwischen- und Endergebnisse klar und leicht deutbar bleiben. Das wichtigste Anwendungsgebiet der Matrizenrechnung in der Elektrotechnik ist die Vierpoltheorie. Für jede Art der Zusammenschaltung von Vierpolen – Reihenschaltung, Parallelschaltung, Reihenparallelschaltung und Kettenschaltung – läßt sich eine Matrizenform finden, die die bei der Verknüpfung auftretenden elektrischen Verhältnisse in mathematisch einfacher Form beschreibt.

1.1. Was ist eine Matrix?

Die Matrix ist lediglich eine symbolische Darstellung linearer Größen – ein Zahlenschema, das keinen Zahlenwert besitzt.

Soll das Verhalten eines beliebigen linearen Vierpols (Bild 1) beschrieben werden, so läßt sich z. B. das Gleichungssystem (1) aufstellen, wobei über den inneren Aufbau, speziell über die Realisierung der Koeffizienten $\mathfrak{Z}_{ik}$ noch nichts ausgesagt wird. Es ist lediglich zu erkennen, daß sie Widerstandscharakter haben.

$$\begin{aligned} \mathfrak{U}_1 &= \mathfrak{Z}_{11}\,\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{Z}_{12}\,\mathfrak{I}_2 \\ \mathfrak{U}_2 &= \mathfrak{Z}_{21}\,\mathfrak{I}_1 + \mathfrak{Z}_{22}\,\mathfrak{I}_2 \end{aligned} \qquad (2)$$

In Matrizenschreibweise hat das Gleichungssystem (1) die Form

$$\begin{pmatrix} \mathfrak{U}_1 \\ \mathfrak{U}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \mathfrak{Z}_{11} & \mathfrak{Z}_{12} \\ \mathfrak{Z}_{21} & \mathfrak{Z}_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathfrak{I}_1 \\ \mathfrak{I}_2 \end{pmatrix} \qquad (2)$$

oder noch kürzer

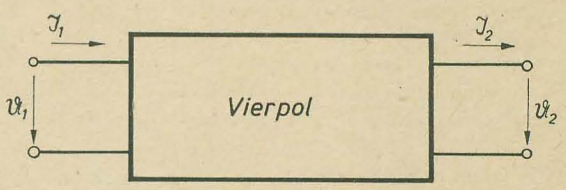
$$\mathfrak{U} = \mathfrak{Z} \cdot \mathfrak{I}$$

$\mathfrak{U}$, $\mathfrak{I}$ und $\mathfrak{Z}$ sind Matrizen. Sie werden mit großen deutschen Buchstaben gekennzeichnet.

Das System

$$\mathfrak{Z} = \begin{pmatrix} \mathfrak{Z}_{11} & \mathfrak{Z}_{12} \\ \mathfrak{Z}_{21} & \mathfrak{Z}_{22} \end{pmatrix}$$

wird als Koeffizientenmatrix bezeichnet. Die Koeffizientenmatrix eines Vierpols beschreibt allein seine Eigenschaften, so daß nur mit ihr weitergerechnet werden kann.



1.2. Allgemeiner Begriff der Matrix

Erweitert man das, was über die Vierpolgleichungen und ihre Matrix gesagt wurde, auf ein allgemeines Gleichungssystem

$$\begin{aligned} y_1 &= a_{11}\,x_1 + a_{12}\,x_2 + \cdots + a_{1m}\,x_m \\ y_2 &= a_{21}\,x_1 + a_{22}\,x_2 + \cdots + a_{2m}\,x_m \\ &\cdot \\ &\cdot \\ &\cdot \\ y_n &= a_{n1}\,x_1 + a_{n2}\,x_2 + \cdots + a_{nm}\,x_m \end{aligned} \qquad (3)$$

so gelangt man zu einer Koeffizientenmatrix

$$\mathfrak{A} = \begin{pmatrix} a_{11}\ a_{12} \ldots a_{1m} \\ a_{21}\ a_{22} \ldots a_{2m} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ a_{n1}\ a_{n2} \ldots a_{nm} \end{pmatrix} \begin{matrix} \leftarrow \text{1. Zeile} \\ \leftarrow \text{2. Zeile} \\ \\ \\ \\ \leftarrow \text{m. Zeile} \end{matrix}$$

$$\begin{matrix} \uparrow & \uparrow & & \uparrow \\ 1. & 2. & & \text{n. Spalte} \end{matrix}$$

mit deren Hilfe das Gleichungssystem symbolisch in folgender Form geschrieben werden kann:

$$\mathfrak{Y} = \mathfrak{A} \cdot \mathfrak{X}$$

Definitionen

Die Größen $a_{11} \cdots a_{nm}$ heißen Elemente der Matrix. Die waagerechten Reihen der Matrix heißen Zeilen, die senkrechten Spalten. Jedes Element der Matrix hat zwei Indizes: i und k. Der erste Index bezeichnet die Zeile, der zweite die Spalte, in der das Element steht.

Das o. g. Gleichungssystem, welches m Variable mit n Variablen verknüpft, ergibt also eine Matrix mit m Zeilen und n Spalten.
Da meist $m \neq n$ ist, ist die Matrix im allgemeinsten Fall also ein rechteckiges Zahlenschema. Ist $m = n$, so heißt die Matrix quadratisch.

Weitere Definitionen
für quadratische Matrizen

Die von der oberen linken Ecke zur unteren rechten Ecke des Systems verlaufende Diagonale heißt Hauptdiagonale der Matrix. Sie enthält die Elemente a_{11}, $a_{22} \cdots a_{nm}$. Entsprechend heißt die von der oberen rechten Ecke zur unteren linken Ecke laufende Diagonale Nebendiagonale der Matrix.
In der Vierpoltheorie treten aber nur Matrizen mit $m = n = 2$, also mit 2 Spalten und 2 Zeilen auf.

---

2. Rechengesetze

Im folgenden werden die Rechengesetze für Matrizen nicht in allgemeinster Form, sondern nur in dem Umfang behandelt, wie sie für die Anwendung in der Vierpoltheorie benötigt werden.

2.1. Gleichheit von Matrizen

Zwei Matrizen sind dann gleich, wenn alle ihre gleichgestellten Elemente gleich sind.

$$\mathfrak{A} = \mathfrak{B} \quad \text{wenn} \quad a_{ik} = b_{ik} \tag{4}$$

$$\mathfrak{A} = \begin{pmatrix} a_{11}\ a_{12} \\ a_{21}\ a_{22} \end{pmatrix} \quad \mathfrak{B} = \begin{pmatrix} b_{11}\ b_{12} \\ b_{21}\ b_{22} \end{pmatrix}$$

$$a_{11} = b_{11} \quad a_{12} = b_{12} \quad a_{21} = b_{21} \quad a_{22} = b_{22}$$

2.2. Die Einheitsmatrix

Eine quadratische Matrix $\mathfrak{E}$ heißt Einheitsmatrix, wenn sie in ihrer Hauptdiagonalen Einsen und sonst lauter Nullen besitzt.

$$\mathfrak{E} = \begin{pmatrix} 1\ 0 \\ 0\ 1 \end{pmatrix} \tag{5}$$

2.3. Addition und Subtraktion von Matrizen

Matrizen werden addiert bzw. subtrahiert, indem man die gleichgestellten Elemente addiert bzw. subtrahiert.

Wenn $c_{ik} = a_{ik} \pm b_{ik}$,

$$\mathfrak{C} = \mathfrak{A} \pm \mathfrak{B} = \begin{pmatrix} a_{11}\ a_{12} \\ a_{21}\ a_{22} \end{pmatrix} \pm \begin{pmatrix} b_{11}\ b_{12} \\ b_{21}\ b_{22} \end{pmatrix} \tag{6}$$

$$\mathfrak{C} = \begin{pmatrix} a_{11} \pm b_{11}\ a_{12} \pm b_{12} \\ a_{21} \pm b_{21}\ a_{22} \pm b_{22} \end{pmatrix}$$

Es gilt das kommutative Gesetz

$$\mathfrak{A} + \mathfrak{B} = \mathfrak{B} + \mathfrak{A}$$

und das assoziative Gesetz

$$(\mathfrak{A} + \mathfrak{B}) + \mathfrak{C} = \mathfrak{A} + (\mathfrak{B} + \mathfrak{C})$$

2.4. Multiplikation mit einem Faktor

Eine Matrix wird mit einem Faktor λ multipliziert, indem jedes Element der Matrix mit λ multipliziert wird, wobei die Reihenfolge der Faktoren vertauschbar ist.

$$\lambda \cdot \mathfrak{A} = \mathfrak{A} \cdot \lambda = \lambda \begin{pmatrix} c_{11}\ a_{12} \\ a_{21}\ a_{22} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \lambda a_{11}\ \lambda a_{12} \\ \lambda a_{21}\ \lambda a_{22} \end{pmatrix} \tag{7}$$

Daraus resultiert, daß ein allen Elementen gemeinsamer Faktor μ vor die Matrix gezogen werden kann.

$$\begin{pmatrix} \mu a_{11}\ \mu a_{12} \\ \mu a_{21}\ \mu a_{22} \end{pmatrix} = \mu \begin{pmatrix} a_{11}\ a_{12} \\ a_{21}\ a_{22} \end{pmatrix} = \mu\, \mathfrak{A}$$

Es gilt das distributive Gesetz

$$\lambda (\mathfrak{A} \pm \mathfrak{B}) = \lambda \cdot \mathfrak{A} \pm \lambda \cdot \mathfrak{B}$$

Eigenschaften der Kaltleiterbrücke und ihre Anwendung

H. DIETZE

Einführung

Kaltleiter sind Widerstände mit einem ausgeprägten positiven Temperaturbeiwert. Der Widerstand steigt mit der Zunahme der Temperatur bei größer werdendem Stromdurchfluß auf das Vielfache seines Kaltwiderstandes an. Dadurch ergibt sich ein nichtlineares Strom-Spannungsverhalten. Diese Eigenschaft ist bestimmend für seinen Einsatz. Kaltleiter finden in zahlreichen Anordnungen und Schaltungen der Nachrichten- und Meßtechnik Verwendung. Das nichtlineare Verhalten wird ausgenutzt zur Korrektur oder Dehnung von Meßinstrumenteskalen, zur Stabilisierung von Spannungen, zur Dynamik-Kompression und -Expression, als Stellglied zur Pegelregelung u. a. [1] [2] [4].
Neben Halbleiterbauelementen mit positiven Temperaturkoeffizienten setzt man kleine Glühlämpchen spezieller Konstruktion wegen ihrer hohen Konstanz ein. Bild 1 zeigt die Ausführungsformen handelsüblicher Glühlampen-Kaltleiter.

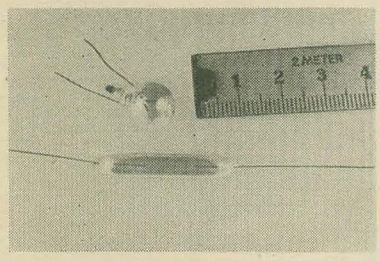


Bild 1: Bauformen von Kaltleitern

Kennlinie

Den Verlauf des Widerstandes in Abhängigkeit vom durchfließenden Strom zeigt Bild 2. Die Kurve weist einen besonders starken Anstieg des Widerstandes im Gebiet vor Beginn der Rotglut auf (Strombereich 5···10 mA). Oberhalb des Glühpunktes G nimmt der differentielle Anstieg des Widerstandes wieder ab. Man kann den Widerstand auf etwa den achtfachen Wert des Kaltwiderstandes aufheizen.
Für eine gute Steuer- bzw. Regeleigenschaft der Kaltleiterschaltung muß im Gebiet des größten Widerstandsanstieges gearbeitet werden. Im Glühpunkt G besitzt der Wolframfaden eine Temperatur von etwa 600 °C. Bei dieser hohen Temperatur ist gewährleistet, daß der Einfluß der Raumtemperatur auf den Widerstand des Kaltleiters gering ist. Man legt die Schaltung deshalb zweckmäßig so aus, daß das Lämpchen bei gerade beginnender Rotglut betrieben wird.

Die Kaltleiterbrücke

Die Kaltleiterbrücke nach *Haagn* (DRP 413 736) wird sehr oft zur Gewinnung einer konstanten Wechselspannung für Meß- und Eichzwecke angewandt. Sie stellt eine Zusammenschaltung zweier Lämpchen und zweier Brückenwiderstände nach Bild 3 dar [1] [2]. Die Brücke wird für den vorgenannten Zweck in unabgeglichenem Zustand betrieben.

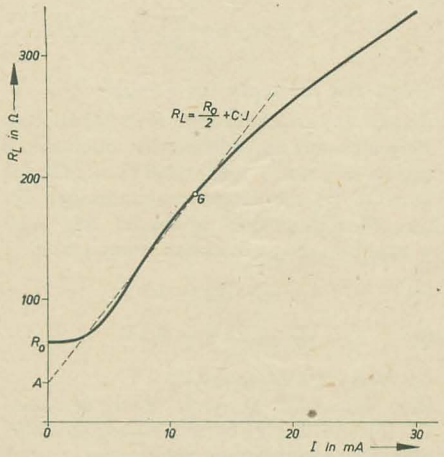


Bild 2: Widerstandskennlinie

(Bild 2) hervorgeht, gleicht das Verhalten des Kaltleiters nur bei sehr kleiner Heizleistung dem Verhalten eines linearen Widerstandes (R = konst.).
Die Schaltung wird so dimensioniert, daß sie die Bedingung $R/R_0 > 1$ erfüllt, wobei R_0 der Kaltwiderstand des Lämpchens ist. u_2/u_1 ist dann ebenfalls > 1. Steigt nun mit wachsender Eingangsspannung U_E der Strom I durch die Brückenzweige und damit der Lampenwiderstand, so wird das Verhältnis u_2/u_1 kleiner. Die Brücke nähert sich der Abgleichsbedingung

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{U_4}{U_3}$$

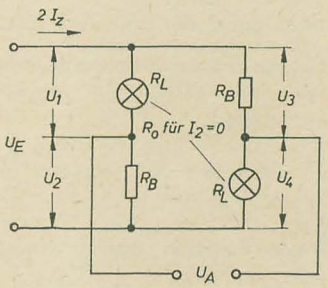


Bild 3: Brückenschaltung

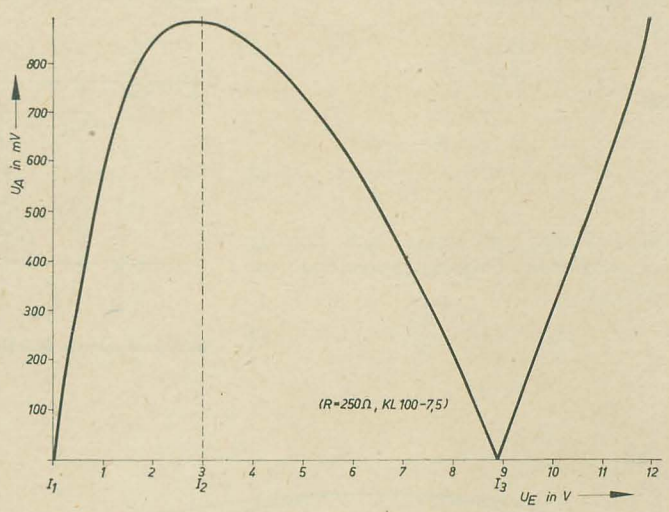


Bild 4: Verlauf der Ausgangsspannung der Kaltleiterbrücke

Wirkungsweise

Der Abgleichzustand der Brücke ändert sich infolge der Widerstandsänderung der Lämpchen mit der Aussteuerung. Während bei der unabgeglichenen Wheatstonebrücke mit linearen Widerständen die Ausgangsspannung U_A linear mit der Eingangsspannung U_E ansteigt, ist dies bei der Brücke mit nichtlinearen Elementen nicht mehr der Fall. Wie aus der Widerstandskurve wobei mit symmetrischem Aufbau nach Bild 3 R gleich dem Lampenwiderstand R_L ist. Die Diagonalspannung U_A, die im Bereich kleiner Aussteuerung angestiegen war, strebt dem Wert Null zu. Es wird ein Spannungsmaximum durchlaufen, in dessen näherer Umgebung die Ausgangsspannung wesentlich geringere Schwankungen aufweist, als die Eingangsspannung. In diesem Gebiet arbeitet die Stabilisierungsbrücke.

Die gemessene Eingangs-Ausgangsspannungs-Charakteristik einer Kaltleiterbrücke ist aus Bild 4 zu ersehen. Die Spannung steigt oberhalb des Nullpunktes wieder sehr rasch an. Der Kaltleiterwiderstand ist dort soweit angestiegen, daß

$$\frac{R}{R_L} < 1 \quad \text{bzw.} \quad \frac{U_2}{U_1} < 1$$

ist.

Näherungsrechnung

Für eine Näherungsrechnung sei in grober Näherung angenommen, daß sich der Widerstand R_L linear mit dem durchfließenden Strom I ändere. Als Näherungsgerade

$$R = \frac{R_0}{2} + c \cdot I_Z \qquad (1)$$

Hierbei ist

R_0 der Kaltwiderstand,
I_Z der Lampenstrom (Brückenzweigstrom) und $C = \Delta R/\Delta I$
dient dabei die Linie A/G (Bild 2).

Für die Brückenausgangsspannung erhält man bei Leerlauf (in der Praxis meist vorhanden)

$$U_A = I_Z (R - R_L) = I_Z \left(R - \frac{R_0}{2} - c \cdot I_Z \right) \qquad (2)$$

Diese Funktion besitzt Nullstellen bei $I_1 = 0$,

$$I_3 = \frac{R - \frac{R_0}{2}}{c} \qquad (3)$$

und ein Maximum

$$\frac{d U_A}{d I_Z} = 0$$

bei

$$I_2 = \frac{R - \frac{1}{2} R_0}{2c} \qquad (4)$$

Diese Stromwerte lassen sich auf die entsprechenden Eingangsspannungen umrechnen

$$U_E = I_Z \left(R + \frac{R_0}{2} + c \cdot I_Z \right) \qquad (5)$$

Für das Maximum an der Stelle I_2 erhält man

$$U_{E\,max} = \frac{\left(R - \frac{R_0}{2} \right) \left(3 \cdot R + \frac{R_0}{2} \right)}{4c} \qquad (6)$$

und an der Stelle I_3 die Eingangsspannung

$$U_{E\,min} = \frac{2 \cdot R \left(R - \frac{R_0}{2} \right)}{c} \qquad (7)$$

Der optimale Wert des Brückenwiderstandes R ergibt sich bei der Stabilisierungsbrücke nach dieser Näherungsrechnung, wenn in Gl. (4) der Stromwert für den größten Widerstandsanstieg eingesetzt wird (Bild 2: $I_2 \approx 8$ mA).
Aus der zur Näherung benutzten Geraden (Bild 2) entnimmt man für R_0 und c die Werte

$$c = \frac{\Delta R}{\Delta I} = 1{,}29 \cdot 10^4 \left[\frac{\Omega}{A} \right], \quad \frac{R_0}{2} = 32\ \Omega$$

(Wert der Geraden für $I = 0$).
Aus Gl. (4) errechnet man $R = 240\ \Omega$. Zum Vergleich mit den Meßwerten nach Bild 4 lassen sich nun mit $R = 250\ \Omega$ aus Gl. (6) und Gl. (7) die Eingangsspannungen für das Maximum und Minimum der Ausgangsspannung errechnen. Man erhält

für $U_{A\,max}$: $U_E = 3{,}3$ V

für $U_{A\,min}$: $U_E = 8{,}5$ V

(im Bild 4 2,9 V und 8,9 V)
Die Näherung ist grob, doch erlauben Gl. (6) und Gl. (7) bereits eine überschlägige Dimensionierung der Brücke.
Im Punkt des Maximums wird die Wirkung der differentiellen Änderung der Eingangsspannung auf die Ausgangsspannung durch die Widerstandsänderung des Kaltleiters fast aufgehoben. Mit Kaltleiterbrückenschaltungen kann eine Schwankung der Eingangsspannung von ± 10% auf eine Schwankung von 0,5% am Ausgang herabgesetzt werden. Sie dienen in elektronischen Geräten zur Gewinnung konstanter Meßspannungsquellen und Eichnormale.

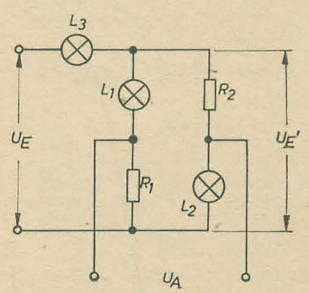


Bild 5: Erweiterte Brückenschaltung

Erweiterte Kaltleiterbrücke

Schaltet man in die Zuleitung zur Kaltleiterbrücke noch eine weitere Glühlampe nach Bild 5, so läßt sich die Stabilisierungswirkung noch verbessern. Bei Veränderung der Eingangsspannung wirkt die Vergrößerung des Widerstandes des Kaltleiters L_3 dem Anstieg der Spannung U_E' über der Kombination L_1, L_2, R_1, R_2 entgegen.
Diese günstige Beeinflussung der Brükkenspannung wird um so besser, je größer der Widerstand der Lampe L_3 ist. Bild 6 zeigt die Stabilisierungskurve einer solchen Schaltung mit drei gleichen Lampen und der Schaltung mit einem gleich großen ohmschen Widerstandes anstelle der Lampe L_3. Es ist eine deutliche Verbesserung der Stabilisierung zu erkennen.

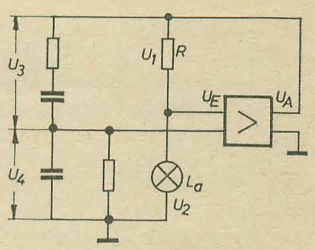


Bild 7: Stabilisierung eines RC-Oszillators

Stabilisierung von Oszillatorschaltungen

In einer speziellen Ausführung findet die Kaltleiterbrücke bei der Stabilisierung der RC-Meßgeneratoren in Verbindung mit der Wien-Brücke verbreitet Anwendung [1] [4] [5]. Die Brücke (Bild 7) besteht in dem einen Zweig aus der RC-Schaltung und im anderen Zweig aus einem amplitudenabhängigen Spannungsteiler R/L_a. Im Nullzweig liegt der Verstärkereingang. Steigt die Ausgangs-

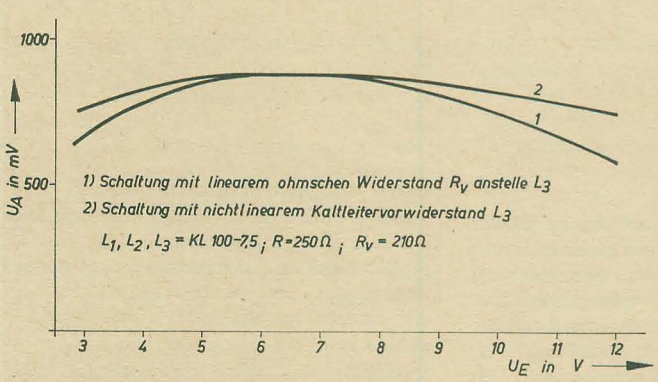


Bild 6: Brückenausgangsspannung in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

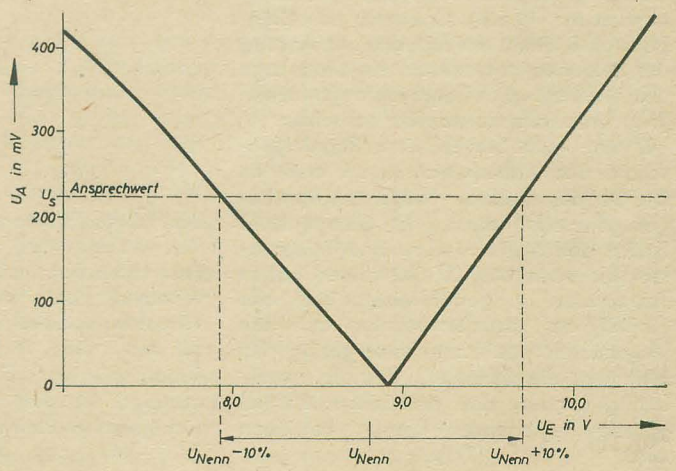


Bild 8: Arbeitsdiagramm der Toleranzsignalisierung ▶

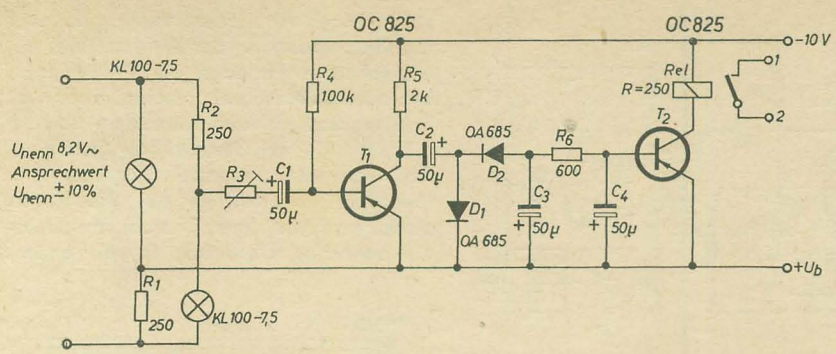


Bild 9: Schaltung einer einfachen Toleranzsignalisierung

spannung U_A dieses Verstärkers, so nimmt der Widerstand von L_a zu. Der Betrag der Zweigspannung U_2 nimmt schneller zu als U_4; die Schwankung erscheint in abgeschwächter Größe am Verstärkereingang. Die Verstärkungstoleranzen werden auf diese Weise erheblich verringert.

Toleranzmessung

Aber auch die Nullstelle der Kurve (Bild 4) kann technisch genutzt werden. In diesem Punkt ist durch die Größe des durchfließenden Brückenzweigstromes der Lampenwiderstand so groß geworden, daß die Brücke abgeglichen ist. Es gilt $R_L = R$. Die geringe Unsymmetrie der beiden Ansprechwerte $U_{Nenn} \pm 10\%$ zum Nullpunkt der Kurve ist auf die leichte Kurvenkrümmung zurückzuführen. Bei einer Abweichung nach oben oder unten erscheint eine mit der Abweichung wachsende Spannung am Ausgang (Bild 8).

Diese Anordnung kann mit Erfolg als Toleranzprüfeinrichtung zum automatischen Messen und Überwachen von Wechselspannungs- und Gleichspannungsgrößen eingesetzt werden. Beim Unter- oder Überschreiten eines eingestellten Sollwertes um eine einstellbare Differenz kann eine Anzeige ausgelöst werden.

Die Schaltung eines Ausführungsbeispiels einer solchen Überwachungseinrichtung zeigt Bild 9. Sie besteht aus der Toleranzbrücke und eines von ihrer Ausgangsspannung gesteuerten Schwellwertschalters für Wechselspannung. Die Transistorstufe T_1 verstärkt die Diagonalspannung der Kaltleiterschaltung. Nach der Gleichrichtung durch D_1 und D_2 wird sie durch C_3, R_6 und C_4 geglättet und öffnet den Transistor T_2. Das Relais zieht an, wenn die Brückenausgangsspannung eine bestimmte Größe überschreitet. Mit Hilfe des Widerstandes R_3 läßt sich die Ansprechempfindlichkeit verändern. Bei der angegebenen Dimensionierung liegen die Ansprechwerte bei $U_E = 8{,}2\ V \pm 10\%$. Der Leistungsverbrauch im Meßkreis beträgt dabei im vorliegenden Fall etwa 270 mW. Erhöht man die Empfindlichkeit der Anzeigeschaltung, so läßt sich diese Leistungsaufnahme noch wesentlich verringern. Die Konstanz dieser Brückennullstelle hängt praktisch nur von der Konstanz der Brückenwiderstände (R_L und R) ab.

Die aufgeführten Schaltungen können in analoger Form auch durch Heißleiter, sowie Varistoren realisiert werden. Die Vorteile, die den Glühlampenschaltungen in vielen Einsatzfällen den Vorzug geben, sind: 1. die höhere Konstanz bei Raumtemperaturschwankungen auf Grund der höheren Betriebstemperatur der Wolframwendel, 2. keine nichtlinearen Verzerrungen sowie eine geringe Alterung.

Literatur

[1] Nentwig, K.: Vom Kaltleiter und seinen Anwendungen. Funkschau 27 (1965), H. 1

[2] Wagner, P.: Stabilisierung von Wechselspannungen durch Glühlampen. radio und fernsehen 10 (1961), H. 1, S. 18

[3] Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Bd. II. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin

[4] Sommer, J.: Neue technische Kaltleiter. Funk und Ton (1952), H. 10

[5] Sommer, J.: Erfahrungen mit Heiß- und Kaltleitern in der Meßtechnik. Nachrichtentechnische Fachberichte, Band 20 (1961)

BAUANLEITUNG

Ein einfacher Oszillograf

EKKEHARD PILZ

Im folgenden Beitrag wird ein Oszillograf beschrieben, der relativ wenig kostenaufwendig ist. Er ist im Sichtteil mit einer B 6 S 1 bestückt und hat die Abmessungen 134 × 180 × 220 mm. Die Beschreibung soll für den etwas versierten Amateur nur als Anregung dienen.

Netz- und Sichtteil

Der Stromlaufplan ist aus Bild 1 zu ersehen und bietet im allgemeinen keine Besonderheiten. Als Netztransformator ist ein N 85/U der Firma Neumann sehr gut geeignet. Die positive Betriebsspannung von 300 V wird durch eine Zweiweggleichrichtung mit Siliziumdioden erzeugt. Stehen keine Dioden mit ausreichender Sperrspannung ($2 \cdot \hat{u}$) zur Verfügung, können zwei oder mehr in Reihe geschaltet werden, die dann aber jeweils mit 500 kΩ symmetriert werden müssen. Als Siebdrossel kann jede Drossel, die für einen Strom von 60 mA ausgelegt ist, verwendet werden. Zur besseren Siebung ist die Drossel kapazitiv überbrückt und bildet so einen Schwingkreis von 100 Hz. Nach einer Überschlagsrechnung der Schwingkreiskapazität ist ein Abgleich des Kreises bei Normallast notwendig.

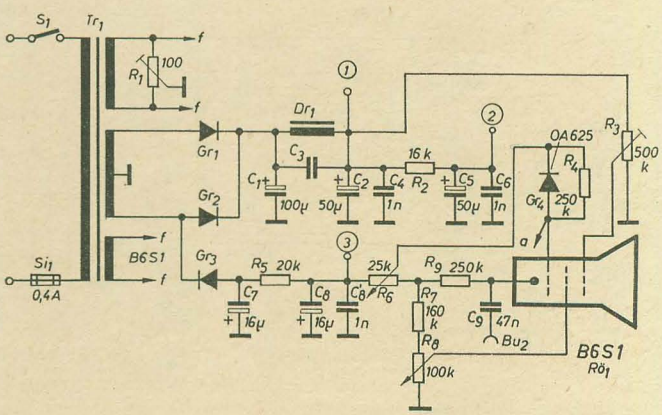
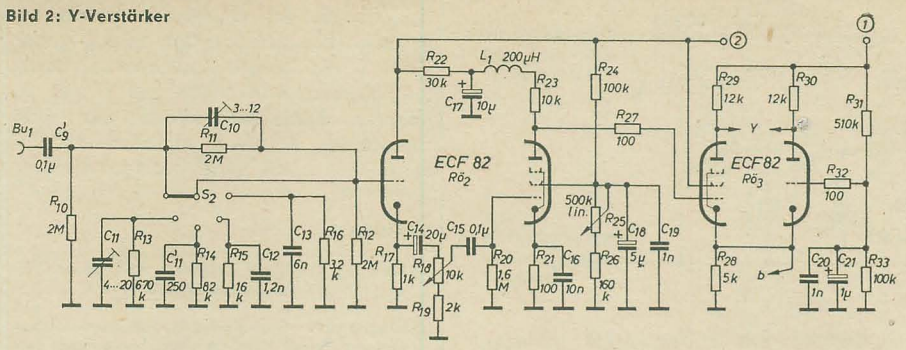


Bild 1: Netz- und Sichtteil

Bild 2: Y-Verstärker



Für die erforderliche Anodenspannung der Oszillografenröhre wird zusätzlich von einer Hälfte der Anodenspannungswicklung eine negative Spannung von 300 V durch Einweggleichrichtung erzeugt.

Da die Ablenkplatten B 6 S 1 unterschiedliche Potentiale besitzen, kommt es zu Astigmatismus des Strahls. Aus diesem Grunde wird die Anodenspannung der B 6 S 1 mit R_3 geregelt und ein kreisrunder Strahlpunkt eingestellt.

Zur Vermeidung größerer Brummeinwirkung seitens der Heizung ist diese symmetrisch ausgeführt. R_1 wird auf Brummminimum eingestellt.

Die Helligkeit wird mit R_6, die Schärfe mit R_8 geregelt. Über C_8 kann eine Helligkeitsmodulation des Strahls von außen vorgenommen werden.

Y-Verstärker

Das von Bu_1 kommende Signal gelangt über einen in fünf Stufen einstellbaren, frequenzkompensierten Spannungsteiler auf das Steuergitter der als Anodenbasisstufe arbeitenden Triode der ECF 82 (Bild 2). Der Vorteil einer Anodenbasisstufe ist der, daß das Signal niederohmig an der Katode abgenommen werden kann, und somit ist der Einfluß der Kapazitäten des Potentiometers geringer. Die Pentode der $Rö_2$ arbeitet als stromgegengekoppelte Katodenbasisstufe und bringt eine Vestärkung von etwa 27. Zusätzlich zur Korrektur des Frequenzganges mit L_1 wird die Gegenkopplung bei hohen Frequenzen durch den kapazitiv überbrückten Katodenwiderstand verringert und damit eine Erhöhung der oberen Grenzfrequenz erreicht.

Für die Herabsetzung der unteren Grenzfrequenz sorgt ein RC-Glied im Anodenkreis der Pentode. Durch die galvanische Kopplung der Pentode an die nachfolgende katodengekoppelte Gegentaktendstufe ist es möglich, eine Verschiebung der Nullinie durch Regelung der Schirmgitterspannung von $Rö_2$ zu erreichen.

Als Steuerröhre der Endstufe wurde eine Pentode gewählt, um die dynamische Eingangskapazität gering zu halten. Die Endstufe bringt ebenfalls eine Verstärkung von etwa 30. Vom Katodenwiderstand wird die Synchronisationsspannung für den Kippgenerator abgenommen.

Kippteil

Beim Entwurf der Schaltung wurden folgende Forderungen gestellt:

1. Röhrenbestückung 2 × ECF 82
2. höchste Kippfrequenz 200 kHz
3. symmetrische Ansteuerung der Ablenkplatten
4. umschaltbar als X-Verstärker

Aus einer Anzahl erprobter Schaltungen wurde eine abgewandelte Drei-Triodenschaltung ausgewählt, die eine Gegentaktendstufe ansteuert.

In der Schaltung nach Bild 3 arbeitet die Pentode der $Rö_4$ als Steuerröhre, die Triode als Entladeröhre.

Wird die Betriebsspannung an den Generator gelegt, so zieht die Steuerröhre sofort Strom, die Entladeröhre ist gesperrt, da die Katode im Einschaltmoment auf + 330 V liegt. C_L wird über R_{43} und R_{44} langsam aufgeladen, bis die Entladeröhre Strom ziehen kann. Durch Wahl einer hohen Ladespannung konnte hier die sonst übliche Laderöhre eingespart werden. Mit dem Öffnen der Entladeröhre sinkt deren Anodenspannung und gibt damit einen negativen Impuls über C_K auf g_2 der Steuerröhre. Dadurch steigt deren Anodenspannung und auch die Gitterspannung der Entladeröhre, was ein schnelles Entladen des C_L bedeutet. In der Zwischenzeit steigt aber die Schirmgitterspannung wieder an und somit sinkt U_a der Steuerröhre. Durch das Absinken der Gitterspannung der Entladeröhre bekommt g_2 der Steuerröhre einen positiven Impuls, wodurch wieder ein schnelles Umkippen in die andere

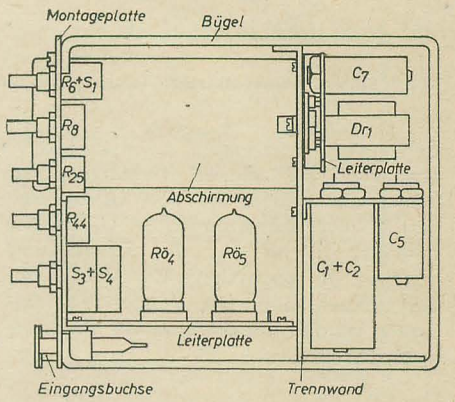


Bild 4: Aufbau des Mustergeräts

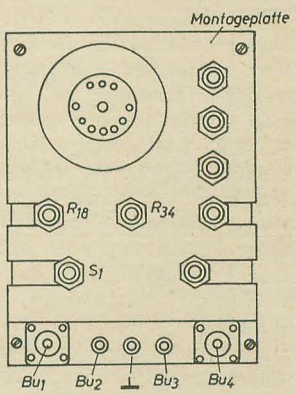


Bild 5: Anordnung der Bedienungselemente auf der Montageplatte

Betriebslage erfolgt. Mit dem Aufladen von C_L beginnt der Vorgang von neuem. Die an der Katode der Triode stehende Sägezahnspannung gelangt über den frequenzkompensierten Spannungsteiler an das Gitter der katodengekoppelten Gegentaktendstufe. Zur Dunkeltastung des Strahls während des Rücklaufs werden die an der Anode der Entladeröhre stehenden Impulse nach Begrenzung der positiven Halbwelle herangezogen. Die zwischen der Katode der Entladeröhre und + 300 V liegende Glimmlampe schützt deren Gitter-Katodenstrecke vor Überspannungen während der Anheizzeit. Es kann prinzipiell jede Glimmstrecke verwendet werden, die eine Zündspannung von ≈ 10 V besitzt und die mit 1 mA belastet werden kann.

Die Synchronisation erfolgt an g_1 der Steuerröhre, was den Vorteil eines geringen Synchronisationsspannungsbedarfs hat, somit ist kein zusätzlicher Verstärker nötig. Da nur die negativen Impulse benötigt werden, wird die zugeführte Spannung gleichgerichtet. Eine Regelung der Synchronisation ist durch R_{34} möglich.

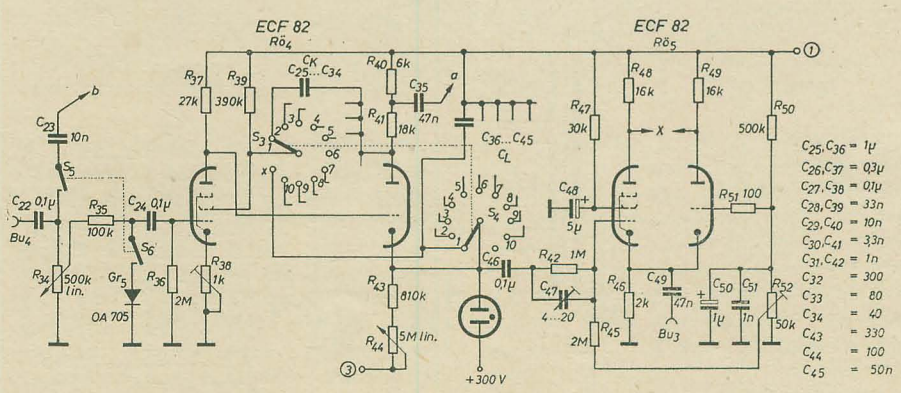


Bild 3: Kippteil, X-Verstärker

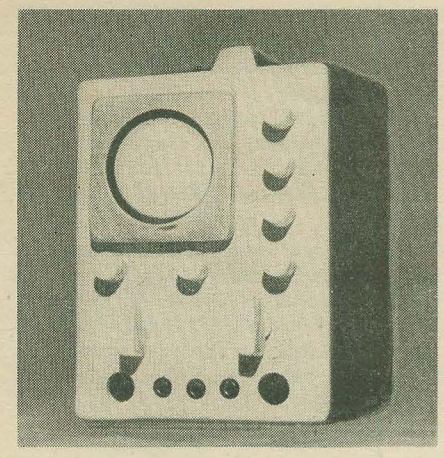


Bild 6: Ansicht des Oszillografen

Technische Daten

Netz- und Sichtteil		Eingangswiderstand:	> 1 MΩ
Röhrenbestückung:	B 6 S 1	Ablenkung:	symmetrisch
Betriebsspannung der B 6 S 1:	600 V	Kippteil	
der übrigen Röhren:	+ 300 V gegen Masse	*freischwingend*	
Stromaufnahme bei 220 V:	180 mA	Röhrenbestückung:	2 × ECF 82
Y-Verstärker		Kippfrequenz:	$f_u \approx 7$ Hz $f_o \approx 300$ kHz
Röhrenbestückung:	2 × ECF 82	Frequenzregelung:	grob 10 Stufen je 3:1 fein stetig einstellbar 4:1
Empfindlichkeit:	20 mV_{eff}/cm	*als X-Verstärker*	
Verstärkungsregelung:	grob in 5 Stufen je 5:1 fein stetig einstellbar 6:1	Empfindlichkeit:	40 mV_{eff}/cm
		Verstärkungsregelung:	stetig einstellbar, linear
		Eingangswiderstand:	300 kΩ
Frequenzgang:	$f_u \approx 3$ Hz $f_o \approx 1{,}5$ MHz	Frequenzgang:	$f_u \approx 10$ Hz $f_o \approx 200$ kHz

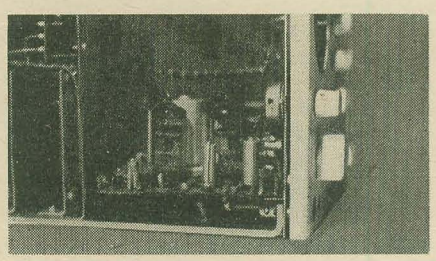


Bild 7: Seitenansicht; Y-Verstärker

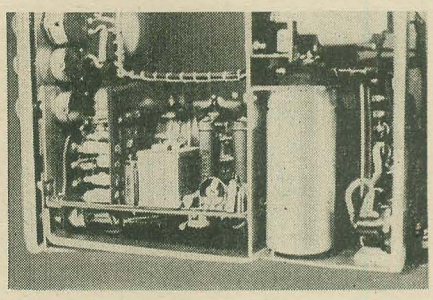


Bild 8: Seitenansicht; Netz- und Sichtteil, X-Verstärker

Mit R_{38} kann die horizontale Ablenkspannung eingestellt werden.
Zur Benutzung als X-Verstärker müssen C_L und C_K abgeschaltet werden, was durch den Kippfrequenzschalter geschieht. Außerdem wird die Gleichrichtung am besten durch eine Schaltbuchse außer Betrieb gesetzt. Eine Regelung der Verstärkung ist durch R_{34} möglich, was aber nur eine geringe obere Grenzfrequenz zuläßt.
Die Gesamtverstärkung als X-Verstärker beträgt 500. Die Regelung der Nullage kann mit R_{52} erfolgen.

Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau ist sehr einfach als Einschub ausgeführt. Hauptträgerelemente des Einschubs sind zwei Bandeisenbügel, die an eine Montageplatte geschraubt sind. Netzteil, Kippteil und Y-Verstärker sind jeweils als getrennte Baueinheiten in gedruckter Schaltung ausgeführt. Den prinzipiellen Aufbau des Mustergeräts zeigen die Bilder 4 und 5. Beim Bau ist auf eine geringe Einwirkung seitens des Netztransformators auf die Bildröhre zu achten. Eine Abschirmung der B 6 S 1 ist deshalb unbedingt erforderlich. Als Material eignet sich am besten Mu-Metall. Notfalls genügt auch ausgeglühtes 1,5 mm starkes Stahlblech. Es ist zu empfehlen, den Netzteil mit einer Trennwand vom übrigen Raum abzuschirmen. Das Gehäuse ist aus 1 mm dickem Stahlblech hergestellt. Auf genügende Belüftung ist zu achten.
Bild 6 zeigt die Frontansicht des fertigen Mustergeräts. Zur besseren Orientierung ist in den Bildern 7 und 8, die die Seitenansichten des geöffneten Geräts zeigen, die B 6 S 1 und die Abschirmung entfernt.

Optoelektronische Verstärker

In Bauelementen, wie Röhren und Transistoren, werden die Signale mittels Elektronen gekoppelt. Durch die Ladung des Elektrons ist bei diesen Konstruktionen keine vollkommene Trennung zwischen Eingangs- und Ausgangsschaltungen möglich. Meist wird die elektrische Trennung der verschiedenen Teile einer Schaltung mit Transformatoren erreicht. Die magnetische Kopplung hat aber den Nachteil der begrenzten Bandbreite; sie ist bei niedrigen Frequenzen unpraktisch und bei Gleichspannung nicht möglich, außerdem ist sie nicht rückwirkungsfrei. Diese Nachteile der magnetischen Kopplung und die vielen bei Elektronenkopplung auftretenden Probleme, wie interne Rückkopplung und Aufnahme von Fremdspannungen, treten bei Photonen, mit einem Lichtstrahl gekoppelt, nicht auf.

Die mittels eines Lichtstrahles erreichbare Trennung ist der Trennung bei Elektronenkopplung weit überlegen, weil die Ein- und Ausgangsschaltung elektrisch getrennt ist, wenn Licht als Signalträger verwendet wird. Für die neue Schaltungstechnik wurde eine Reihe neuer Bauelemente entwickelt. Diese sind grundsätzlich eine Gallium-Arsenid-Diode (Sub-Laser-Diode) als Lichtquelle, eine Glasfaseroptik als Übertragungsmedium und ein Silizium-Photonendetektor. Wird die Diode durch ein Eingangssignal erregt, so sendet sie einen Infrarotstrahl aus und liefert so einen Photonenstrahl, der dem Signalstrom proportional ist. Dieser Strahl wandert durch die Glasfaseroptik zum Detektor. Der Widerstand zwischen GaAs-Diode und Detektor kann größer als 10^{16} Ω sein, wobei Kapazitäten von nur 0,0001 pF möglich sind. Der Ausgangsstrom oder die Ausgangsspannung des Detektors ist dem Eingang der Diode proportional. Die gesamte Anordnung wird „optoelektronischer Verstärker" oder „photonengekoppelter Verstärker" genannt. Photonengekoppelte Vierpole gestatten rückwirkungsfreie Kopplung in Schaltungen von Oszillatoren, Signalgeneratoren, Modulatoren und Multiplexern. Den aufgezeigten Vorteilen der Photonenkoppler stehen, wie bei allen neuen Bauelementen, noch einige Nachteile gegenüber. Das z. Z. erreichbare Gütemaß als Produkt aus Verstärkung und Bandbreite ist relativ niedrig. Die Linearität über große Bereiche ist schlecht; eine Verbesserung ist bei vergrößertem Wirkungsgrad der Ga As-Diode zu erwarten. Wie bei allen neuen Bauelementen bestehen noch gewisse theoretische und technologische Schwierigkeiten, da die Wirkungsweise der GaAs-Diode noch nicht genau geklärt werden konnte. Weiter bestehen noch Probleme der verlustfreien Lichtübertragung vom Generator zum Detektor.

Nach einer Presse-Mitteilung Hewlett-Packard über Optoelektronische Verstärkerelemente. *Bau-*

Ein transistorisiertes elektronisch stabilisiertes Miniatur-Hochspannungsgerät

K. THIELE[1]) und V. BELLMANN

Mitteilung aus dem I. Physikalischen Institut der Bergakademie Freiberg

Nachfolgend wird ein transistorisiertes elektronisch gegen Last- und Spannungsschwankungen stabilisiertes Miniatur-Hochspannungsgerät beschrieben. Das Gerät ist unter Verwendung moderner Halbleiterbauelemente als auswechselbare zylindrische Steckeinheit aufgebaut. Aus einer Eingangsspanung $U_e = +25\,V \pm 5\%$ wird bei Belastungsänderungen von 25% eine auf 0,1% stabilisierte Hochspannung $U_a = -1300\,V$ erzeugt. Die max. entnehmbare Leistung ist $N_a = 0{,}71\,W$. Der Transverter des Hochspannungsgerätes schwingt mit $f = 4{,}5$ kHz. Es handelt sich um einen Sperrwandler mit einer speziellen sehr leistungsfähigen Stabilisierungsschaltung. Es wurde ein mittlerer Wirkungsgrad $\eta = 0{,}48$ erreicht, die Brummspannung ist kleiner als 0,01 V. Es werden einige Maßnahmen zur Verringerung des Temperaturganges der Hochspannung vorgeschlagen und mögliche Verbesserungen des Miniatur-Hochspannungsgerätes diskutiert.

Prinzipielle Wirkungsweise

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des elektronisch stabilisierten Miniatur-Hochspannungsgerätes.

Die Schutzdiode verhindert bei falscher Polung der Primärspannung das Anschwingen des Sperrwandlers des Hochspannungsgerätes. Ein Niederspannungs-LC-Siebglied verhindert während der Stromflußperiode des Sperrwandlers ein zu starkes Absinken der Primärspannung. Gleichzeitig werden die Transverter-Störimpulse ausgesiebt, so daß diese nicht auf die Zuleitung gelangen können.

Das eigentliche Hochspannungsgerät ist ein aus einem Schalttransistor und einem Impulstransformator bestehender Sperrwandler, der die Primärspannung $U_e = +25$ V mit einer mittleren Schwingfrequenz $f = 4{,}5$ kHz zerhackt und hochtransformiert. Mit Hilfe eines Hochspannungsgleichrichters werden die an der Hochspannungswicklung des Impulstransformators auftretenden Hochspannungsimpulse gleichgerichtet und in einem Hochspannungs-LC-Siebglied ausreichend gesiebt.

Die an einer auf dem Impulstransformator befindlichen Hilfswicklung entstehenden Spannungsimpulse werden gleichgerichtet; nach Glättung an einem Kondensator steht dann eine Regelspannung zur Verfügung. Verändert sich die Hochspannung durch Belastungsschwankungen oder Änderungen der Primärspannung, so treten Abweichungen vom Sollwert der Regelspannung auf, die in einem Regelverstärker verstärkt werden. Der Regelverstärker beeinflußt die Basisvorspannung des Schalttransistors des Transverters, wodurch Schwankungen der Hochspannung ausgeregelt werden.

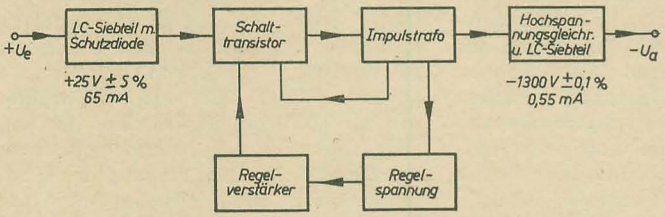


Bild 1: Blockschaltbild des elektronisch stabilisierten Miniatur-Hochspannungsgerätes

Schaltungseinzelheiten

Bild 2 zeigt die schaltungstechnischen Einzelheiten des gegen Last- und Spannungsschwankungen elektronisch stabilisierten Miniatur-Hochspannungsgerätes. Bei falscher Polung der Eingangsspannung U_e ist die Schutzdiode D_1 gesperrt und damit das Hochspannungsgerät ausgeschaltet. Der aus der angezapften Drossel L_1 und den Tantalkondensatoren C_1 und C_2 bestehende Niederspannungs-LC-Siebteil ist sehr reichlich dimensioniert. Dadurch wird ein Überkoppeln der Transverter-Störimpulse weitgehend vermieden. C_1 und C_2 sind Tantal-Sinterkondensatoren mit festem Elektrolyten. Wegen ihrer guten elektrischen Werte, der kleinen Abmessungen, des großen Temperaturbereiches und des geringen zur Verfügung stehenden Platzes haben sich diese Kondensatoren ausgezeichnet bewährt.

Für die Drossel L_1 wurde ein Ferrit-Schalenkern mit 23 mm Durchmesser und einem A_L-Wert von 425 nH/w² benutzt. Die Anzapfung von L_1 war erforderlich, um bei großen Kabellängen zwischen Stromversorgungs- und Hochspannungsgerät das Anschwingen des Transverters zu erleichtern und um die Übertragung von kurzen Impulsen über das zur Stromversorgung dienende Kabel zu ermöglichen.

Das eigentliche Hochspannungsgerät ist der aus dem Schalttransistor T_1 und dem Impulstransformator Ü bestehende Sperrwandler, der die Primärspannung $U_e = +25$ V zerhackt und hochtransformiert. Die an der Hochspannungswicklung w_4 entstehenden Hochspannungsimpulse sind annähernd rechteckförmig. Sie werden mit Hilfe der Diodenstrecke D_2 (2 × BAY 26) gleichgerichtet und in einem aus C_5, C_6 und L_2 bestehenden Hochspannungs-LC-Siebteil geglättet. Der Hochspannungs-LC-Siebteil ist wegen der relativ hohen mittleren Schwingfrequenz $f = 4{,}5$ kHz ebenfalls reichlich dimensioniert. Die noch auftretende Brummspannung ist kleiner als 0,01 V.

Der Impulstransformator Ü ist aus einem Ferrit-Schalenkern mit 34 mm Durchmesser ($A_L = 630$ nH/w²) aufgebaut. Zu diesem Zweck mußten in den serienmäßig gefertigten Ferrit-Schalenkern mit Hilfe einer Diamant-Schleifscheibe noch Nuten eingeschliffen bzw. verbreitert werden.

Für die Drossel L_2 wurde ein Ferrit-Schalenkern von 18 mm Durchmesser mit einem A_L-Wert von 1000 nH/w² benutzt. Die Wicklung ist mit Silicon-Kautschuk vergossen. Zur Zeit der Entwicklung waren noch keine geeigneten Hochspannungskondensatoren kleiner Abmessungen verfügbar. Die Kondensatoren C_5 und C_6 entstanden durch Hintereinanderschaltung von zwei Wickeln 0,1 µF/650 V, die mit Epoxydharz vergossen sind. Inzwischen hat der *VEB Kondensatorenwerk Görlitz* in Sonderanfertigung ringförmige Doppel-Hochspannungskondensatoren 2 × 0,05 µF/1500 V in Kleinstausführung (Innendurchmesser 10 mm, Außendurchmesser 17 mm, Länge 31 mm) hergestellt. Eine ähnliche Ausführung mit maximal 28 mm Außendurchmesser und den Kapazitätswerten 2 × 0,1 µF/1500 V wird vorbereitet.

Die elektronische Stabilisierung der vom Transverter erzeugten Hochspannung bereitete wegen der geringen von uns angestrebten Abmessungen des Hochspannungsgerätes einige Schwierigkeiten. Es war eine Ausgangsspannung $U_a = -1300\,V \pm 0{,}1\%$ bei einem Laststrom $I_a = 0{,}5$ mA und einer Eingangsspannung $U_e = +25\,V \pm 5\%$ gefordert.

Wegen des relativ hohen Laststromes schieden Glimm- und Koronastabilisatoren als Stabilisierungselemente aus. In der Literatur (z. B. [1] [2]) sind einige Stabilisierungsschaltungen für Transverter beschrieben. Die von *Light* und *Hooker* [1] beschriebenen Verfahren eigneten sich nicht für unsere Zwecke, während das von *Jovanović* und Mitarbeitern [2] benutzte leistungsfähige Verfahren der Doppelstabilisation relativ aufwendig ist und deshalb aus Platzgründen ausschei-

[1]) Jetzt: Institut für Elektrotechnik, TH Karl-Marx-Stadt

Bild 3: Subminiatur-Hochspannungsgerät Modell ARI 120 der Fa. Astronetic Research (Nashua, New Hampshire, USA)

den mußte. Eine sehr leistungsfähige und dabei äußerst einfache Stabilisierungsschaltung wurde nach den in [3] [4] [5] veröffentlichten Angaben entwickelt. Das in der Originalarbeit [3] beschriebene elektronisch stabilisierte Miniatur-Hochspannungsgerät ist etwa faustgroß. Es wird serienmäßig von der *Components Corporation* (Denville, New Jersey, USA) gefertigt. Seine Ausgangsspannung ist zwischen 900···1200 V stetig einstellbar, die Ausgangsleistung ist relativ klein. Es findet als leichte Hochspannungsquelle für Geiger-Müller-Zählrohre, Sekundärelektronen-Vervielfacher, Infrarot-Nachweisgeräte vorwiegend in der Satellitentechnik Verwendung.

Ein elektronisch stabilisiertes Hochspannungsgerät mit geringer Ausgangsleistung (0,1 W) wurde in Subminiaturausführung serienmäßig von der *Astronetic Research Inc.* (Nashua, New Hampshire, USA) unter der Typenbezeichnung ARI 120 vorwiegend für die Satelliteninstrumentation gefertigt (Bild 3). Der Durchmesser des Gerätes beträgt 33,4 mm, seine Länge 51 mm. Die Hochspannung ist zwischen 900···1000 V stetig einstellbar [6]. Das Modell ARI 120 ist inzwischen von verbesserten Typen abgelöst worden.

In der Originalarbeit [3] sind einige Schaltfehler enthalten, die auch in [4] [5] auftreten. Eine ausführliche Theorie der Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden hat Christoff [5] veröffentlicht.

Stabilisation der Hochspannung

Der Sperrwandler erzeugt in der Hilfswicklung w_3 Spannungsimpulse, die mit Hilfe von D_3 gleichgerichtet und durch C_3 geglättet werden. Dadurch entsteht an C_3 eine Regelspannung $U_r + u_r$, die sich aus der stationären Regelspannung U_r und der Regelspannungsänderung u_r zusammensetzt. Die gesamte Regelspannung $U_r + u_r$ wird einer aus den Zenerdioden ZD_1 und ZD_2 sowie R_1 und R_2 bestehenden Zenerdioden-Brückenschaltung zur Messung kleiner Spannungsdifferenzen zugeführt. Am Brückenquerzweig liegt dann die Spannung $U_{E,B} + u_{E,B}$. Darin ist $U_{E,B}$ die der stationären Regelspannung U_r zugeordnete stationäre Brückenquerspannung und $u_{E,B}$ die durch die Regelspannungsänderung u_r verursachte Änderung der Brükkenquerspannung.

Nach [5] gilt

$$U_{E,B} = U_r - (U_{Z1} + U_{Z2}), \quad u_{E,B} \approx u_r \qquad (1)$$

Darin sind U_{Z1} und U_{Z2} die Zenerspannungen im gewählten Arbeitspunkt. Weil $U_{E,B}$ gleichzeitig die Emitter-Basisvorspannung des Transistors T_2 des Regelverstärkers ist, muß $U_{E,B} < 0$ sein. Das bedeutet

$$U_{Z1} + U_{Z2} > U_r \qquad (2)$$

Bei strenger Rechnung ergibt sich für $u_{E,B}$ folgende Beziehung [5]:

$$u_{E,B} = \frac{(R_1 R_2 - R_{Z1} R_{Z2}) R_{E,B}}{R_1 R_{Z1} (R_2 + R_{Z2}) + R_2 R_{Z2} (R_1 + R_{Z1}) + R_{E,B} (R_1 + R_{Z1}) (R_2 + R_{Z2})} u_r \qquad (3)$$

R_{Z1} und R_{Z2} sind die dynamischen Innenwiderstände der Zenerdioden im gewählten Arbeitspunkt und R_2 bzw. R_1 die zugehörigen Vorwiderstände. $R_{E,B}$ ist der gesamte dem Brückenquerzweig parallelliegende äußere Belastungswiderstand, der sich aus dem Eingangswiderstand $R_{E,B}'$ von T_2 und einem dem Brückenquerzweig parallelgeschalteten äußeren Belastungswiderstand R_l zusammensetzt. Wegen $R_{Z1}, R_{Z2} \ll R_1, R_2$ folgt aus Gl. (3)

$$u_{E,B} \approx \frac{u_r}{1 + \dfrac{R_{Z1} + R_{Z2}}{R_{E,B}}} \qquad (4)$$

Für $R_{E,B} \gg R_{Z1} + R_{Z2}$, was praktisch immer der Fall ist, gilt $u_{E,B} \approx u_r$.

Durch die Veränderung von $R_{E,B} = (R_{E,B}' \| R_l)$ ergibt sich eine bequeme Möglichkeit zur Einstellung der Hochspannung, ohne daß sich der Stabilisierungsfaktor des elektronisch stabilisierten Miniatur-Hochspannungsgerätes nennenswert ändert. Der äußere Belastungswiderstand R_l des Brückenquerzweiges setzt sich aus dem Begrenzungswiderstand R_5 und dem regelbaren Widerstand R_6 zusammen (im Bild 2 gestrichelt gezeichnet). Die in [3] [4] [5] angegebene Schaltung, bei der ein einstellbarer Vorwiderstand R_V vorgeschlagen wird, ist wegen der dadurch bedingten wesentlichen Verschlechterung des Stabilisierungsfaktors ungeeignet.

Die stationäre Brückenquerspannung $U_{E,B}$ ist gleichzeitig die Emitter-Basisvorspannung des von T_2 gebildeten Regelverstärkers, der als Emitterverstärker geschaltet ist. Der Regelverstärker legt die Basisvorspannung von T_1 des Sperrwandlers und damit dessen Arbeitspunkt sowie die Hochspannung U_a fest. Nach den Gln. (3) und (4) ist die dynamische Emitter-Basisspannung von T_2 gleichphasig und proportional zur Regelspannungsänderung u_r, die ihrerseits wieder der Änderung u_a proportional ist.

Basis und Emitter von T_2 sind mit C_4 und C_7 gegen Masse abgeblockt. Bei auftretenden Regelspannungsänderungen u_r bewirkt R_3 eine schnellere Umladung von C_7.

R_4 ist zum Anschwingen des Transverters erforderlich. Beim Einschalten des Hochspannungsgerätes ist zunächst die stationäre Regelspannung $U_r = 0$, d. h., es ist dann auch $U_{E,B} = 0$ und damit der Transverter gesperrt. Über R_4 erhält die Basis von T_2 beim Einschalten des Gerätes eine gewisse negative Vorspannung. Wegen des jetzt stromführenden Transistors T_2 wird die Basis von T_2 negativ vorgespannt, wodurch der Sperrwandler anschwingt. Nach dem Anschwingen des Sperrwandlers steht an C_3 die stationäre Regelspannung U_r zur Verfügung, die nun die Emitter-Basisvorspannung $U_{E,B}$ des Regelverstärkers festlegt, wodurch der Widerstand R_4 unwirksam wird.

Für die Erreichung eines möglichst großen Stabilisierungsfaktors

$$S = \left|\frac{u_e}{U_e}\right| \Big/ \left|\frac{u_a}{U_a}\right|$$

ist die Polung der Dioden D_2 und D_3 wesentlich. Die Diodenstrecke D_2 ist so geschaltet, daß der Transverter bezüglich der Hochspannungswicklung w_4 als Sperrwandler arbeitet. Im Gegensatz dazu ist D_3 so gepolt, daß sie leitet, wenn D_2 sperrt und umgekehrt. Bezüglich der Regelspannungswicklung w_3 arbeitet der Transverter also als Stromflußwandler.

Die Erhöhung der Ausgangsspannung U_a durch Spannungsverdopplungs- bzw. Kaskadenschaltung ist möglich. Es hat sich jedoch herausgestellt, daß eine Kaskadenschaltung der Hochspannungsseite den Stabilisierungsfaktor S verschlechtert. Durch eine entsprechende Erhöhung der Windungszahl w_4 kann man noch wesentlich höhere Ausgangsspannungen als $U_a = -1300$ V erzeugen.

Die optimale Dimensionierung des Miniatur-Hochspannungsgerätes, insbesondere des Regelkreises, ist sehr kritisch. Im Interesse eines möglichst geringen Temperaturganges der Hochspannung wurde

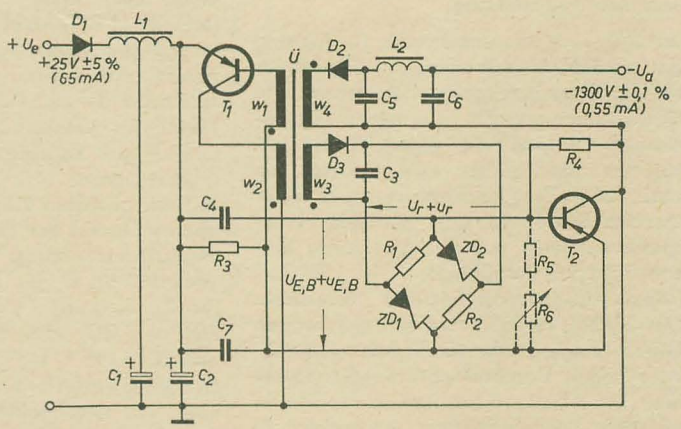


Bild 2: Schaltbild des elektronisch stabilisierten Miniatur-Hochspannungsgerätes

für T_2 ein Si-Transistor vom Typ OC 922 verwendet. Durch den Einsatz eines Si-Epitaxial-Planar-Schalttransistors anstelle des für T_1 benutzten Typs OC 833 könnte der Temperaturgang noch weiter verringert werden. Leider sind in der DDR noch keine Si-Epitaxial-Planar-Schalttransistoren erhältlich.

Als Abschluß dieses Abschnittes soll kurz die Wirkungsweise der elektronischen Stabilisation der Hochspannung U_a bei einer Erhöhung der Eingangsspannung von U_e auf $U_e + u_e$ besprochen werden: Bei einer Erhöhung der Primärspannung von U_e auf $U_e + u_e$ entsteht kurzzeitig auch eine vergrößerte Hochspannung $U_a + u_a$ und damit auch eine höhere Regelspannung $U_r + u_r$. In dem angenommenen Fall ist $u_r > 0$. Wegen $u_{E,B} \approx u_r$ wird die positive Regelspannungsänderung u_r phasengleich auf den Brükkenquerzweig eingekoppelt, wodurch sich die negative Emitter-Basisvorspannung des Transistors T_2 von $U_{E,B}$ auf $U_{E,B} + u_{E,B} \approx U_{E,B} + u_r$ verändert. Wegen der jetzt verkleinerten Emitter-Basisvorspannung von T_2 verringert sich auch dessen Emitterstrom und damit auch die Basisvorspannung von T_1. Dadurch wird die Hochspannung wieder auf den Sollwert U_a eingeregelt. In ähnlicher Weise werden Belastungsänderungen der Hochspannungsseite ausgeregelt.

Technische Ausführung

Im Bild 4 ist die technische Ausführung des als Steckeinheit ausgebildeten Miniatur-Hochspannungsgerätes zu sehen. Das Hochspannungsgerät hat einen Durchmesser von 36 mm, eine Länge von 135 mm und besitzt eine Masse von etwa 400 g. Zum mechanischen und elektrischen Schutz ist das gesamte Hochspannungsgerät mit der glasklaren Siliconkautschuk-Vergußmasse „Sil-Gel" (Wacker-Chemie, München) vergossen. Die Sil-Gel-Vergußmasse hat sich wegen ihrer Temperaturbeständigkeit (180 °C), ihrer hohen Durchschlagfestigkeit (15 kV/mm), ihrer Transparenz und der sonstigen günstigen Eigenschaften ausgezeichnet bewährt. Bei Defekten legt man einfach das betreffende Bauelement durch Herausschneiden eines Stückes Siliconkautschuk frei und verschließt die so entstandene Öffnung nach beendeter Reparatur durch Vergießen mit Sil-Gel. Nach dem Aushärten der Vergußmasse ist von dem durchgeführten Eingriff nichts mehr zu sehen.

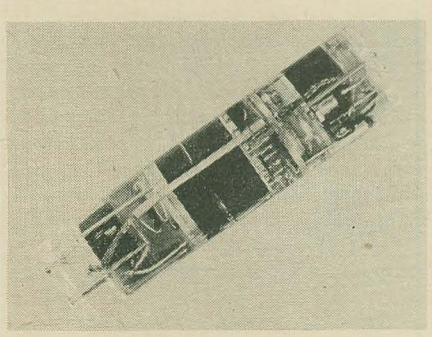


Bild 4: Technische Ausführung des elektronisch stabilisierten Miniatur-Hochspannungsgerätes

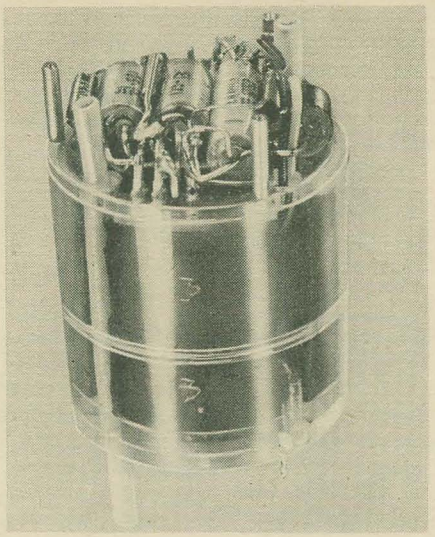


Bild 5: Impulstransformator mit Schutzhülse und darauf montierten Bauelementen

Die einzelnen Baugruppen sind auf Piacrylscheiben montiert und mit Hilfe von je drei um jeweils 120° versetzten Verbindungsstegen miteinander verschraubt (Bild 5).

Auf der ersten Piacrylscheibe ist der Niederspannungs-LC-Siebteil montiert.

Wegen der erforderlichen Wärmeableitung ist die Grundplatte der nächsten Etage eine 3 mm starke Kupferscheibe, auf der die Transistoren T_1 und T_2 befestigt sind. Der Schalttransistor T_1 ist normal aufgeschraubt, während der Si-Transistor T_2 mit Hilfe von Woodschem Metall im Wasserbad in eine auf der Grundplatte befestigten Kupferhülse eingelötet wurde.

Auf der nächsten Etage, die zugleich den oberen Deckel der Piacrylschutzhülse des Impulstransformators darstellt, sind die Widerstände R_1 bis R_4, die Kondensatoren C_3, C_4 und C_7 sowie die Zenerdioden ZD_1 und ZD_2 und die Diode D_3 angeordnet.

Der Impulstransformator befindet sich in einer aus zwei Hälften bestehenden Piacrylschutzhülse, die durch eine zentrisch angeordnete Piacrylschraube miteinander verschraubt sind. Bild 5 zeigt den Impulstransformator mit Schutzhülse und den darauf montierten Bauelementen.

In der letzten Etage befindet sich das Hochspannungssiebglied.

Oben und unten ist das Hochspannungsgerät durch je eine Piacrylscheibe abgeschlossen, die jeweils fünf hartvergoldete Steckkontakte trägt. Mit Hilfe dieser Steckverbindungen kann das Hochspannungsgerät mit anderen Steckeinheiten verbunden werden.

Technische Daten

Das als zylindrische Steckeinheit aufgebaute Miniatur-Hochspannungsgerät hat einen Durchmesser von 36 mm, eine Länge von 135 mm und eine Masse von 400 g. Bei einer Eingangsspannung $U_e = +25\,V \pm 5\%$ und Belastungsänderungen der Hochspannungsseite von 25% wird eine Hochspannung $U_a = -1300\,V \pm 0{,}1\%$ erzeugt. Der max. zulässige Belastungswiderstand der Hochspannungsseite ist $R_a = 1{,}5\,M\Omega$. Es fließt dann ein Laststrom $I_a = 0{,}81\,mA$, und die abgegebene Leistung ist $N_a = 0{,}71\,W$. Optimale Ergebnisse werden mit einem Belastungswiderstand $R_a = 2{,}2\,M\Omega$ erreicht; der zugehörige Laststrom ist $I_a = 0{,}55\,mA$ und die abgegebene Leistung $N_a = 0{,}58\,W$. Das Hochspannungsgerät hat einen mittleren Wirkungsgrad $\eta = 0{,}48$. Der Transverter des Gerätes schwingt mit der mittleren Frequenz $f = 4{,}5\,kHz$. Die Brummspannung ist kleiner als 0,01 V.

Das Diagramm Bild 6 zeigt die Abhängigkeit der Hochspannung U_a vom Belastungswiderstand R_a der Hochspannungsseite bei verschiedenen Eingangsspannungen. Bei Belastungsänderungen zwischen $R_a = 1{,}5 \cdots 2{,}7\,M\Omega$ ändert sich die Hochspannung $U_a = -1300\,V$ unwesentlich.

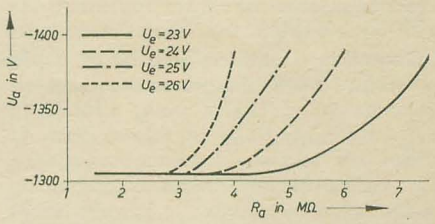


Bild 6: Abhängigkeit der Hochspannung von der Belastung bei verschiedenen Eingangsspannungen

Temperaturgang der Hochspannung

Aus zeitlichen Gründen konnte leider keine Untersuchung des Temperaturganges der Hochspannung durchgeführt werden. Überschlägige Messungen zeigten jedoch, daß er in annehmbaren Grenzen bleibt.

Folgende Maßnahmen könnten den Temperaturgang der Hochspannung verringern:

a) Ersatz des Ge-Schalttransistors T_1 durch einen Si-Epitaxial-Planar-Schalttransistor.

b) Kompensation des negativen Temperaturganges der die Referenzspannung $U_{E,B}$ erzeugenden Zenerdioden ZD_1 und ZD_2 durch in Reihe geschaltete, in Durchlaßrichtung betriebene Si-Dioden mit positivem Temperaturgang. Für ZD_1 und ZD_2 sind die Typen mit Zenerspannungen $U_z = 6 \cdots 7\,V$ wegen des niedrigen dynamischen Innenwiderstandes und des geringen Temperaturkoeffizienten der Zenerspannung besonders gut geeignet.

c) Kühlung des Hochspannungsgerätes durch Einbau in einen Thermostaten oder in den Kreislauf eines Umlauf-Thermostaten, wobei als Kühlmittel sowohl Gase als auch Flüssigkeiten geeignet sind. Zur Erreichung tiefer Temperaturen empfehlen sich Peltier-Kühlelemente. Die Temperaturstabilisierung des Hochspannungsgerätes und der damit verbundenen Steckeinheiten gleichen Durchmessers bereitet wegen der geringen Abmessungen keine Schwierigkeiten.

Eine besonders wirksame Temperaturstabilisierung läßt sich erreichen,

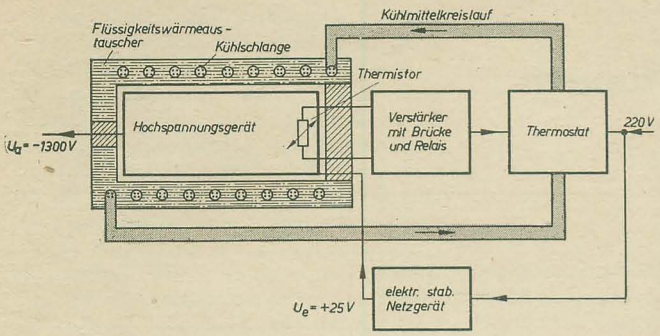


Bild 7: Temperaturstabilisierung des Hochspannungsgerätes durch Thermostaten

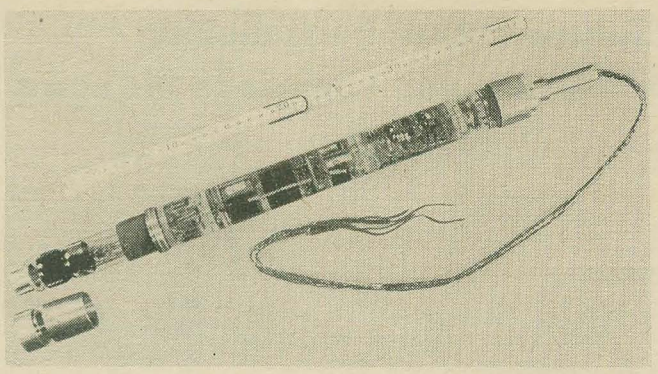


Bild 8: Anwendung des elektronisch stabilisierten Miniatur-Hochspannungsgerätes in einer volltransistorisierten Szintillations-Bohrlochsonde für radioaktive Bohrlochuntersuchungen

wenn in das Hochspannungsgerät in unmittelbarer Nähe von Bauelementen mit hohem Temperaturkoeffizienten ein Punktthermistor als Temperaturfühler eingebaut wird. Der Punktthermistor wird über die Steckverbindung in eine Wheatstone-Brücke eingefügt, an der man die gewünschte Temperatur einstellen kann. Abweichungen vom Temperatur-Sollwert verstimmen die Brücke, wodurch ein Verstärker durchgesteuert wird. Dieser betätigt ein Relais, das die Heizung des Thermostaten ein- oder ausschaltet.

Einige Anwendungsbeispiele

Das Hochspannungsgerät eignet sich sehr gut für alle technischen Anwendungen, die eine extrem kleine und trotzdem leistungsfähige Hochspannungsquelle benötigen.

Als wichtiges Anwendungsbeispiel sei die Hochspannungserzeugung für Geiger-Müller-Zählrohre und Sekundärelektronen-Vervielfacher (SEV) genannt. Im letzteren Fall kann der Spannungsteiler des SEV direkt auf das Miniatur-Hochspannungsgerät aufgesteckt werden. Szintillationskristall, SEV, Spannungsteiler und Hochspannungsgerät bilden dann eine kleine kompakte Einheit, die im Bedarfsfall sehr leicht zur Kühlung und Temperaturstabilisierung der einzelnen Funktionsstufen in den Wärmeaustauscher des Kühlkreislaufes eines Umlaufthermostaten eingefügt werden kann (Bild 7).

Zweckmäßigerweise enthält der Spannungsteiler des SEV eine Emitterfolgerstufe in Darlington-Schaltung als Stromverstärker und Impedanzwandler. Die SEV-Impulse gelangen über eine der abgeschirmten Leitungen des Hochspannungsgerätes zum Zählgerät, während die andere abgeschirmte Leitung zur Stromversorgung der im Spannungsteiler eingebauten Emitterfolgerstufe dient. Zur Weiterleitung der SEV-Impulse kann entweder ein besonderes Kabel oder das zur Stromzuführung dienende benutzt werden. Im letzteren Fall werden die kurzen SEV-Impulse mit Hilfe der angezapften Drossel des Niederspannungs-LC-Siebgliedes des Hochspannungsgerätes über das Stromversorgungskabel zum Zählgerät übertragen und dort über eine Drossel ausgekoppelt.

Im Bild 8 ist eine für den *VEB Bohrlochmessungen Gommern* entwickelte volltransistorisierte Szintillations-Bohrlochsonde [8] für radioaktive Bohrlochmessungen zu sehen, die mit dem beschriebenen Hochspannungsgerät bestückt ist, das die Hochspannung für den SEV erzeugt. Die Bohrlochsonde ist für den Nachweis thermischer und epithermischer Neutronen ausgelegt. Durch den Einsatz eines NaJ-Szintillators kann auch γ-Strahlung nachgewiesen werden.

Bei Plasma-Untersuchungen mit Hilfe von Sekundärelektronen-Vervielfachern müssen wegen der dabei auftretenden außerordentlich starken magnetischen und elektrischen Streufelder SEV, stabilisiertes Hochspannungsgerät, Verstärker usw. in einem gemeinsam abgeschirmten Gehäuse untergebracht werden [9]. Auch für diesen Zweck ist das Miniatur-Hochspannungsgerät wesentlich besser geeignet als die in [9] beschriebenen Verfahren.

Man kann leicht noch weitere zahlreiche Anwendungsbeispiele angeben.

Weitere Verbesserungen

In einer späteren Arbeit ist die Entwicklung eines Miniatur-Hochspannungsgerätes mit 28 mm Außendurchmesser und etwa gleicher Länge wie die jetzige Ausführung vorgesehen. Durch Einbau eines einfachen elektronisch stabilisierten Netzgerätes kleiner Abmessungen in das Hochspannungsgerät soll dessen Stabilisierungsfaktor, der in der jetzigen Ausführung $S = 50$ ist, wesentlich erhöht werden. Ein geeigneter Schaltungsvorschlag eines elektronisch stabilisierten Miniatur-Netzgerätes für Transverter ist in [7] enthalten. Ferner ist die Erzeugung wesentlich höherer stabilisierter Ausgangsspannungen vorgesehen. Eine sehr zweckmäßige Konstruktion des Impulstransformators, die auch für die Erzeugung noch höherer Ausgangsspannungen geeignet ist, wurde in der jetzigen Ausführung schon benutzt.

Danksagung

Für verständnisvolles Entgegenkommen bei der außerplanmäßigen Beschaffung von Bauelementen und Importmaterialien möchten wir die *VEB Kondensatorenwerke Freiberg* und *Görlitz* sowie die *Zentralstelle für Forschungsbedarf Berlin* lobend erwähnen. Der Fa. *Astronetic Research Inc.* (Nashua, New Hampshire, USA) danken wir für die Überlassung von Bild- und Informationsmaterial.

Zusammenstellung der verwendeten Bauelemente

R_1 = 2,7 kΩ/0,1 W Metallschichtwiderstand
R_2 = 2,7 kΩ/0,1 W Metallschichtwiderstand
R_3 = 150 kΩ/0,1 W Metallschichtwiderstand
R_4 = 250 kΩ/0,1 W Metallschichtwiderstand

Die Dimensionierung von R_5 und R_6 kann man experimentell bestimmen: $R_5 \approx 5$ bis 10 kΩ, R_6 = 50-kΩ-Potentiometer. Durch Verändern von R_6 ergeben sich dann die entsprechenden Dimensionierungen von R_5 und R_6 für den gewünschten Einstellbereich der Hochspannung.

C_1 = 100 µF/25 V Tantalkondensator
C_2 = 100 µF/25 V Tantalkondensator
C_3 = 0,5 µF/63 V Lackfilmkondensator
C_4 = 0,1 µF/125 V Lackfilmkondensator
C_5 = C_6 = 50 nF/1,5 kV MP-Doppelkondensator
C_7 = 0,1 µF/125 V Lackfilmkondensator
D_1 = OY 913
D_2 = 2 × BAY 26
D_3 = OY 100
L_1 = Drossel 3,8 H; 1100 Wdg. 0,15 CuL (300 Wdg., 800 Wdg.), Luftspalt 0,1 mm
L_2 = Drossel 22,5 H; 4000 Wdg. 0,06 CuL (Doppellackdraht), ohne Luftspalt
Ü = Impulstransformator
ZD_1 = ZD_2 = OA 126
T_1 = OC 833
T_2 = OC 922

Literatur

[1] Light, L. H.; Hooker, B. M.: Transistor dc-convertors. Proc. Inst. electr. Eng. C, Bd. 102 (1955), Nr. 6, S. 775–792
[2] Jovanović, D. T.; Stojanović, B. M.; Ilić, R. P.: A transistorized stabilized high voltage power supply 0–2000 V, 3 mA. Nucl. Instr. and Meth. 22 (1963), S. 113–116
[3] Small packs for regulated high voltage. Electronics Bd. 32 (1959), Nr. 46, S. 96–99
[4] Richter, W.: Vergleich verschiedener Hochspannungsgeräte zum Betrieb kernphysikalischer Geräte. radio und fernsehen 9 (1960), H. 21, S. 679–681
[5] Christoff, G.: Spannungs-Stabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden. Funk-Technik 15 (1963), H. 15, S. 535–538, und H. 16, S. 567 und 568
[6] Model ARI 120 Subminiature Photomultiplier Power Supply. Rev. Sci. Instr. 33 (1962), S. 404
[7] Peddie, J. G.: Network filters stabilize dc-supply over wide range. Electronics 37 (1964), Nr. 19, S. 83
[8] Helm, G.; Thiele, K.; Klöber, J.: Fritzsch, E.: Eine transistorisierte Szintillations-Bohrlochsonde geringen Durchmessers. Bergbautechnik 15 (1965), H. 3, S. 157–162
[9] Pfund, G.: Zwei neue Photoelektronenvervielfacher-Anlagen. Zeitschr. f. angew. Phys. 16 (1963/64), S. 187–189

Elektronischer Zeitschalter für Zeiten von 1 Sekunde bis etwa 5 Minuten

HARTWIG RÜCKERT

Zielstellung

Es sollte ein Gerät geschaffen werden, das nach einer Auslösung von außen einen Verbraucher für eine gewisse, vorher wählbare Zeit an das Netz schaltet. Nach Ablauf dieser Zeit soll der Verbraucher solange vom Netz abgetrennt bleiben, bis erneut ein Auslösesignal gegeben wird. Das Gerät sollte als Belichtungszeitgeber für ein Vergrößerungsgerät benutzt werden; die Schaltung kann aber auch leicht abgewandelt bei anderen Anwendungsfällen verwendet werden. Angestrebt wurde volle Netzspeisung, geringer Eigenverbrauch des Schaltgerätes, hohe Wiederkehrgenauigkeit einer einmal eingestellten Schaltzeit sowie die Möglichkeit zum Schalten von Strömen bis zu etwa 1 A. Die Speisespannung soll 220 V~, stabilisiert durch einen magnetischen Spannungskonstanthalter, betragen.

Realisierung durch Transistorschaltung mit Glimmlampe

Grundsätzliches

Die prinzipielle Wirkungsweise des elektronischen Zeitschalters ist folgende:
Ein RC-Glied wird an eine Gleichspannung gelegt, wobei sich die Spannung U_c am Ladekondensator in Form einer e-Funktion verändert. U_c liegt gleichzeitig an einer Glimmlampe Gl. Beim Erreichen der Zündspannung von Gl zündet diese, und der Glimmstrom steuert eine Transistorkippschaltung, wodurch der Ladevorgang unterbrochen wird. Während dieses Ladevorganges ist der Verbraucher an das Netz angeschaltet.
Wenn, wie hier, auf möglichst genau definierte Schaltzeiten Wert gelegt wird (der Absolutwert der Zeit ist erst in zweiter Hinsicht wichtig), so treten mehrere Schwierigkeiten auf:
1. Leckstrom des Ladekondensators C. Dieser ist bei hochwertigen Duroplast- bzw. MP-Kondensatoren der Größenordnung μF nur gering. Man wählt zweckmäßig eine höhere Spannungsfestigkeit als die Zündspannung der Glimmlampe erfordert.
2. Kurzfristige Zündspannungsschwankungen der Glimmlampe. Sie sind physikalisch bedingt und daher nur während des Herstellungsprozesses der Glimmlampe zu beeinflussen. Zweckmäßigerweise sollte aber der Zutritt energiereicher Strahlung (z. B. auch Tageslicht) unterbunden werden.
3. Der Spannungsverlauf am Ladekondensator entspricht einer e-Funktion (siehe auch Bild 1). Liegt die Zündspannung der Glimmlampe im Bereich geringen Anstiegs der Kurve, d. h. nahe der verfügbaren Spitzenspannung U_{max}, so ist der Schnittpunkt der Zündspannungsgeraden mit der Spannungs-Zeit-Kurve schleifend (Fall 1). Ein exakter Schaltzeitpunkt läßt sich nicht angeben, d. h., die Genauigkeit bei eventuellen Zündspannungsschwankungen ist nur gering. Abhilfe kann dadurch geschaffen werden, daß entweder die Spannung U_{max} erhöht

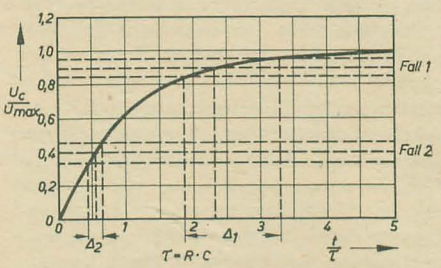


Bild 1: Spannungsverlauf am Ladekondensator bei der Aufladung. Die Zündspannungsgeraden für zwei Glimmlampen wurden mit ihrem Streubereich eingezeichnet

wird oder aber eine Glimmlampe mit niedrigerer Zündspannung verwendet wird (Fall 2). Der Schnittpunkt ist dann eindeutiger fixiert, die Schaltzeiten werden genauer (bei gleichem RC-Glied allerdings kürzer als bei Fall 1).
4. Die Widerstände in den RC-Gliedern sollen eine hohe zeitliche Konstanz haben. Es sollten daher 0,5- bis 1-W-Widerstände (evtl. Borkohle) verwendet werden, da weniger belastbare Widerstände im allgemeinen eine geringere zeitliche Konstanz besitzen.
Unter Berücksichtigung der vorstehenden Erkenntnisse wurde die Schaltung dimensioniert und die Auswahl der Bauelemente getroffen.

Schaltung

Das Schaltbild des elektronischen Zeitschalters zeigt Bild 2. Durch kurzzeitiges Drücken der Starttaste T wird der Schaltvorgang eingeleitet. Der Spannungsteiler R_1-R_2 ist so bemessen, daß der Transistor T_2 eine so große Basisvorspannung erhält, daß durch seinen Kollektorstrom das Relais A zieht. Damit wird der Selbsthaltekontakt a_{II} geschlossen. Der Kurzschluß von C durch a_{III} wird aufgehoben, und C wird über R aufgeladen. Da für den vorgesehenen Verwendungszweck nur Lastströme bis zu 1 A geschaltet werden sollten, konnte durch a_I der Verbraucher direkt eingeschaltet werden. Sollen größere Lastströme geschaltet werden, so empfiehlt sich die zusätzliche Verwendung eines robusten Relais, das durch a_I geschaltet wird. (Als Hinweis sei gesagt, daß ein Relais im allgemeinen etwa das Zehnfache seines Erregerstromes schalten kann.) Im geschilderten Betriebszustand liegt an Punkt X eine Gleichspannung von etwa 240 V. Der verhältnismäßig große Querstrom des Spannungsteilers 5 kΩ–1 kΩ wurde gewählt, um ein sicheres Ziehen des Relais zu gewährleisten. Man kann den Eigenverbrauch des Schalters, der hauptsächlich durch diesen Querstrom bestimmt wird, herabzusetzen, wenn ein empfindlicheres Relais zur Verfügung steht. Nachdem C auf die Zündspannung der Glimmlampe Gl aufgeladen ist, zündet diese und speist jetzt einen negativ gerichteten Strom in die Basis von T_1 ein. Dadurch wird T_1 kurzfristig leitend. Der an R_1 vergrößerte Spannungsabfall schiebt das Basispotential von T_2 ins Positive. Dadurch verringert sich der Kollektorstrom von T_2 (Sperrung), und A fällt ab. Damit öffnet a_I; der Verbraucher wird vom Netz abgeschaltet. (Der Kondensator über den Kontakten dient zur Funkenlöschung.) Das RC-Glied wird über a_{II} abgeschaltet und der Ladevorgang damit unterbrochen. Gleichzeitig schließt a_{III} C über R_E ($\approx$1 kΩ) kurz und entlädt ihn dadurch rasch. Nach der Zeit

$$t = 5\,CR_E = 5\,\tau_E \qquad (1)$$

kann C schon als spannungslos angesehen werden, d. h., nach längstens 10 ms wäre die Schaltung erneut betriebsbereit. Es ist somit gewährleistet, daß auch bei kurzen Pausen zwischen den Schaltvorgängen die Schaltzeit konstant bleibt.
Die Gegenkopplung durch R_3 in der ge-

Fortsetzung auf Seite 479

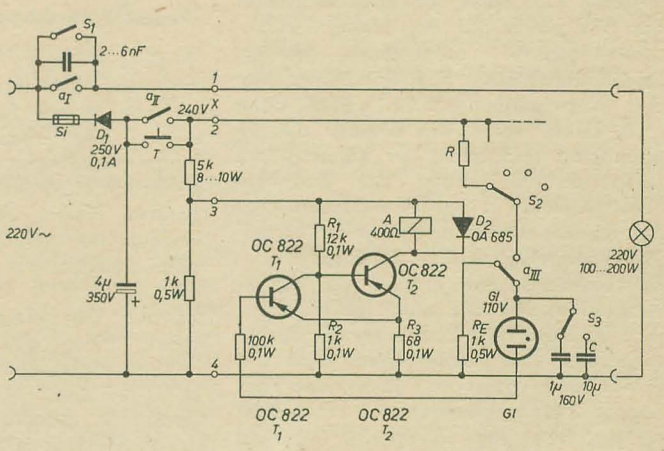


Bild 2: Schaltbild des elektronischen Zeitschalters

Aus der Reparaturpraxis

In Kürze

Heizfadenbruch der PCF 82 auf dem Tuner (Sibylle II)

Nach dem Einschalten leuchtete der Heizfaden dieser Röhre blitzartig auf und brach.
Ursache war die Überbrückung des Heißleiters durch seine Zuleitung, die den warmen Anschluß des anderen Heißleiterendes berührte, so daß die Drahtisolation schmolz.

Bildablenkung zu gering (AT 403)

Das Raster war in der Mitte normal, endete aber oben und unten mit einem weißen Rand, der aus dem stark zusammengedrängten Raster entsteht.
Ursache war Windungsschluß des Bildausgangstransformators.

Von der Bildfrequenz abhängiges Knarren im Ton (Stadion)

Das Knarren war von der Lautstärkeregelung unabhängig und auch bei zugedrehtem Lautstärkeregler noch stark hörbar. Punkt 5 vom Tonausgangstrafo (Bild 1) war unterbrochen (Gegenkopplung).

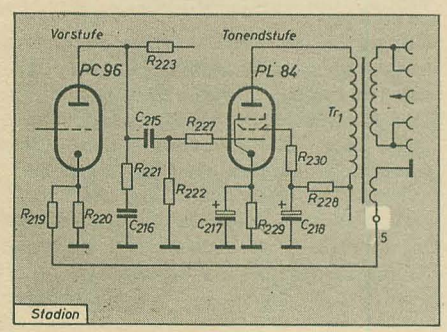
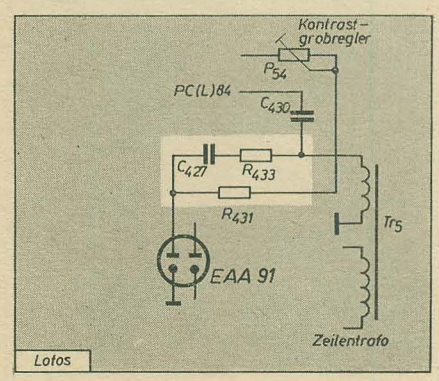


Bild 1

Bild 2



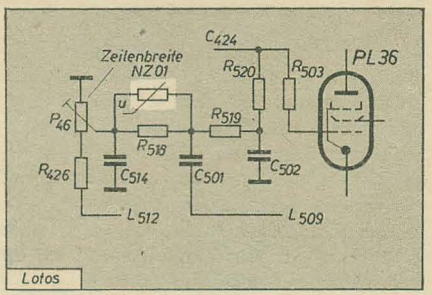


Bild 3

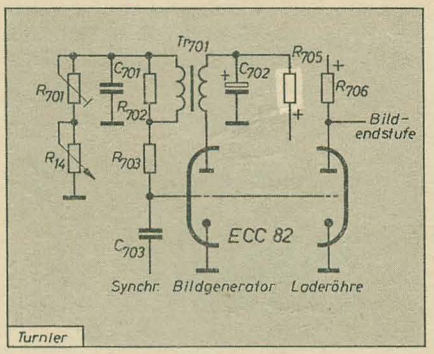


Bild 4

Der Kontrast regelt nicht (Lotos)

R_{433} (Bild 2) war abgebrannt.
Ursache war Schluß von C_{427}. Auch R_{431} wird hochohmig.

Zu großes Bild (Lotos)

Bildhöhe und -breite waren ungefähr 1/3 größer als normal. Ursache war der Varistor der Breitenautomatik (NZ 01), der Kurzschluß aufwies (Bild 3).
Nach Angaben des Gerätebesitzers trat der Fehler nach einem Spannungsstoß auf.

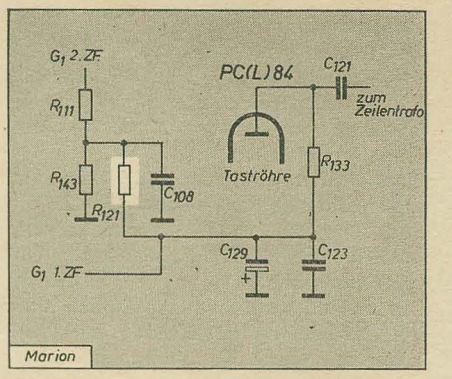
Untere Bildkante klappt nach oben (Turnier)

Der Fehler wird im allgemeinen in der Bildendstufe vermutet. In diesem Falle hatte sich aber der Anodenwiderstand im Bildgenerator (R_{705}) von 100 kΩ auf 1 MΩ geändert (Bild 4).

Finke

Kein Bild, Ton verstummt, sobald Helligkeit einsetzt bei einem „Marion"

Nach Kurzschließen der Regelspannung setzten Bild und Ton ein. Ein Messen der Regelspannung ergab Werte zwischen —30 bis —100 V.
Sonst liegen ähnlich geartete Fehler in der Stromversorgung der Taströhre. Hier wurde der R_{121} 620 Ω ermittelt, der mit

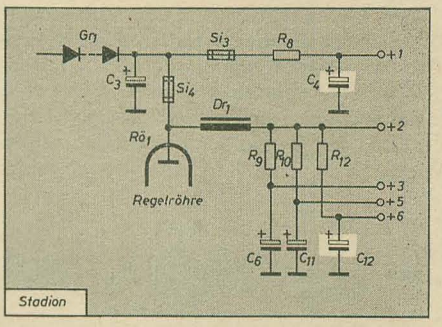


dem R_{143} einen Spannungsteiler für die Regelspannung ergibt. Durch dessen Ausfall steigt die Regelspannung auf so hohe Werte an.

W. Morgenstern

Brummen im Ton

Bei einem TV-Empfänger „Stadion" trat zeitweise ein schwaches bis starkes Brummen im Ton auf. Die Überprüfung des

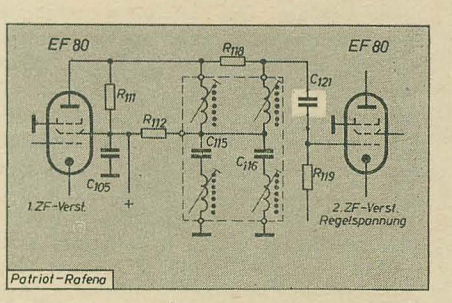


Netzteiles ergab, daß der Doppelelko C_4/C_{12} (50 µF + 50 µF) zeitweise Feinschluß hatte. Nach Austausch war kein Brummen mehr hörbar.

Peter Wolf

Zuviel Grieß im Bild eines „Patriot"

Zuerst wurde die Regelspannung an der Vorröhre PCC 84 gemessen. Diese war viel zu hoch. Es wurde auf R_{108} 10 M getippt. Es stellte sich heraus, daß dieser nicht fehlerhaft war. Danach wurde die Regelspannung an den ersten beiden EF 80 gemessen; dort betrug sie 0 V. Vor dem Widerstand R_{120} 500 k wurden —8 V gemessen und nach demselben 0 V.



Es konnte also nur ein Schluß vorliegen oder eine positive Spannung gegenwirken. Als endgültiger Fehler wurde C_{121} 100 pF ermittelt, der einen Feinschluß hatte.

W. Morgenstern

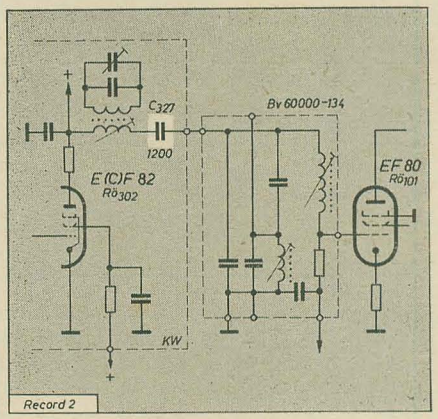
Aussetzfehler beim Rundfunkempfänger

Ein „Varna 473" zeigte nach einer Betriebszeit von etwa drei bis fünf Minuten einen Aussetzfehler.
Eine Prüfung zeigte, daß beim Aussetzen Gitter g_1 der Pentode (UCL 82) eine Spannung von + 25 V bekam. Es wurde schließlich ein Schluß zwischen g_1 und der Katode ermittelt.
Der Fehler wurde wahrscheinlich durch die Ausdehnung der Katode bei Erwärmung verursacht. Nach dem Auswechseln der UCL 82 arbeitete das Gerät wieder einwandfrei.

J. Kasche

Empfindlichkeit zu gering

Ein merkwürdiger Fehler zeigte sich bei der Reparatur eines „Record 2". Nach etwa 30 Minuten einwandfreien Empfang wurde plötzlich das Bild flau und der Ton leiser. Mit dem schwachen Ton gemeinsam trat ein dem Intercarrierbrummen ähnelndes Brummen auf. Auf dem Bildschirm konnte man nur die kontrastreichsten Konturen erkennen. Der Fehler wurde im Bild-ZF-Teil vermutet. Ein Überprüfen der Germaniumdiode blieb erfolglos. Nach dem Messen der einzelnen



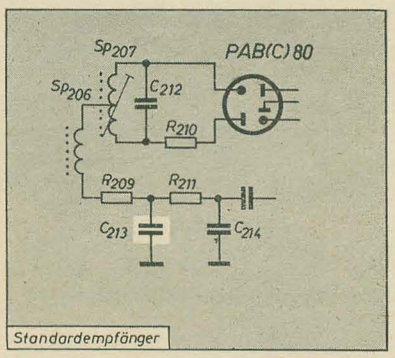
ZF-Stufen ergab sich, daß der Arbeitspunkt der ersten ZF-Röhre (EF 80) $Rö_{101}$ nicht stimmte. Die Betriebsspannungen, insbesondere die Schirmgitterspannung brachen zusammen. Bei gezogener Röhre konnte man auf dem g_1-Kontakt am Röhrensockel eine positive schwankende Spannung zwischen 10···20 V beobachten. Beim Auftrennen der Leitung (rot) vom Kanalwähler zum Filter (BV 60 000–134) blieb die Spannung aus. Die Fehlerursache lag in einem fehlerhaften Koppelkondensator C_{327} 1200 pF. Nach dem Auswechseln des Kondensators und einem geringen Nachgleich spielte das Gerät wieder einwandfrei.
In dieser Form trat der Fehler am Kondensator nur einmal auf. Zur Reparatur kamen später noch zwei Geräte gleichen Typs, bei denen auch dieser C_{327} wegen grober Kontaktfehler ausgewechselt werden mußte. Die für den Kunden spürbaren Fehlerauswirkungen waren auch Aussetzen und Unempfindlichkeit.

K. Häuptner

Fehler im Standardempfänger

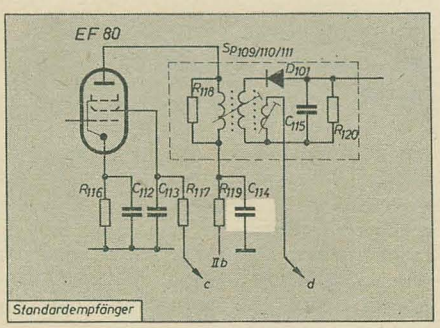
Zeitweiliges Krachen und Kratzen im Ton

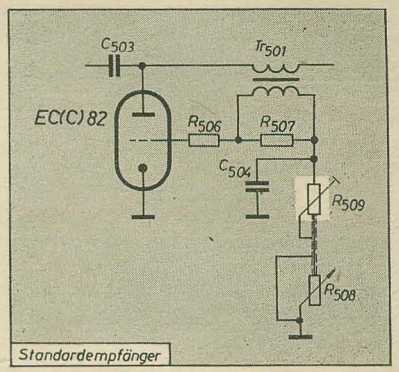
Da das Kratzen bei vorhandener Tonmodulation schlecht gehört werden konnte, wurde der Kontrast zurückgedreht und ein unmoduliertes starkes 5,5-MHz-Signal in den Gitterkreis der EF 80 eingespeist. Jetzt war bei starkem Signal ein Krachen deutlich zu vernehmen, während bei schwachem Signal kein Fehler erkennbar war. Aus der Erfahrung bei der Reparatur mit Rundfunkgeräten ist bekannt, daß keramische Kondensatoren, an denen eine Gleichspannung liegt, diese Art von Fehlern verursachen können. Deshalb wurde die Ratiodetektorschaltung daraufhin mit dem Ohmmeter (60 V) untersucht und C_{213} als Fehlerquelle ermittelt.



Nachlassende Leistung

Bei der Untersuchung stellte sich heraus, daß bei Druck auf die Leiterplatte oder den 3,9-kΩ-Arbeitswiderstand der Videoendröhre der Fehler willkürlich erzeugt oder abgestellt werden konnte. Die Filter F 106 A, F 105 A, F 101 A wurden geöffnet und genau untersucht, desgleichen alle Anschlüsse der Filter auf der Leiterplatte nachgelötet. Alle diese Maßnahmen hatten keinen Erfolg. Weitere Untersuchungen auf der Leiterplatte, Einkreisung durch vorsichtiges Ziehen und Drücken der Leiterplatte zeigten dann, daß der Belag des in die Schaltung eingelöteten Scheibchenkondensators C_{114} gelöst war und willkürlich Kontakt gab.





Bildfrequenz läßt sich nicht einstellen

Obwohl der Grob- und auch der Feinregler reagierte, war nur ein ineinandergeschriebenes halbes Bild zu erreichen. Die Röhre sowie der Ladekondensator und der Sperrschwingertrafo waren in Ordnung. Eine Widerstandsmessung ergab 200 kΩ anstelle von max. 550 kΩ im Gitterzweig. Der Widerstand des Grobreglers war durch ein unsachgemäßes Flußmittel auf 200 kΩ gesunken.

Horizontaler breiter Balken quer im Bild

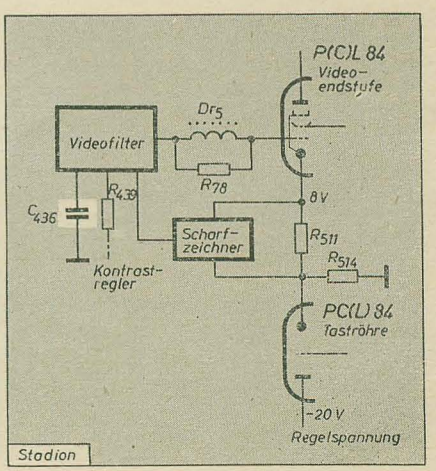
Bei mehreren Geräten konnte die PCF 82 Sinusgeneratorröhre als Fehlerquelle ermittelt werden. Die gleiche Röhre konnte jedoch im Amplitudensieb, ohne merkliche Bildstörungen zu verursachen, weiter verwendet werden. Bei einem krummen, verzogenen Bild, die Balken waren noch nicht sichtbar, war ebenfalls die PCF 82 im Sinusgenerator die Ursache. Diese Fehler wurden vor allem bei Tungsram-Röhren beobachtet.

H. Klaußner

Flaues Bild beim „Stadion"

Der Bildschirm zeigte nur ein flaues Bild trotz guten Eingangssignals. Die Katodenspannung der PCL 84 sank bis 4 V. Der Kontrast ließ sich nicht regeln. Die mit dem Kontrastregler einstellbare Spannung ließ sich nach R_{439} nicht mehr messen. Ursache war C_{436}, der Kurzschluß aufwies. Nähere Untersuchungen ergaben, daß der Schluß erst bei einer Spannung von 2···3 V auftrat.

G. Hartung



Fortsetzung von Seite 476

meinsamen Emitterleitung von T_1 und T_2 bewirkt eine Stabilisierung der Kippschaltung bei schwankenden Temperaturen.

Berechnung des zeitbestimmenden RC-Gliedes

Der Spannungsverlauf am Ladekondensator bei der Aufladung kann durch die Gleichung

$$u_C(t) = U_{max}\left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \quad \text{mit } \tau = RC \qquad (2)$$

wiedergegeben werden [1]. Aus Bild 1 geht hervor, daß der Anstieg der Kurve nur bis zum Wert $t = 0{,}5\,\tau$ annähernd linear ist und die größte Steigung aufweist. Danach wird die Steigung geringer, d. h., die Genauigkeit der Schaltzeiten nimmt ab. Bei $t = 0{,}7\,\tau$ hat $u_C(t)$ den Wert $U_{max}/2$ erreicht (hier also etwa 120 V). Als Glimmlampe soll ein 110-V-Typ Verwendung finden, der eine Zündspannung von 90 bis 100 V hat. Das entspricht einer Kondensatorspannung von $0{,}4\,U_{max}$. Es interessiert nun der Zusammenhang der Schaltzeit t mit der Zeitkonstanten τ. Aus Gl. (2) erhält man unter Berücksichtigung des soeben Gesagten

$$1 - e^{-\frac{t}{\tau}} = 0{,}4 \qquad (3)$$

$$\frac{1}{e^{+\frac{t}{\tau}}} = 0{,}6$$

$$\frac{t}{\tau} = \ln 1{,}67 = 0{,}51$$

$$t \approx 0{,}5\tau \qquad (4)$$

Aus Gl. (4) lassen sich die zum Erreichen einer bestimmten Schaltzeit erforderlichen RC-Glieder berechnen.

Beispiel: gefordert Schaltzeit $t = 10$ s

$$\tau = RC = 20 \text{ s}$$

C gewählt 10 μF

$$R = 2\ \text{M}\Omega$$

Hinweis auf eine Lösungsmöglichkeit mit Vierschichtdiode

Über die Wirkungsweise der Vierschichtdiode wurde unter anderem schon in [2] berichtet. Der zweckmäßige Einsatz moderner Halbleiterbauelemente kann in vielen Fällen zu einer beträchtlichen Schaltungsvereinfachung führen bzw. zur Aufwandverminderung. Als Beispiel soll die nachfolgend beschriebene Schaltung angegeben werden [3] (Bild 3).

Der Netzanschluß ist analog zur Schaltung nach Bild 2 ausgeführt worden. Als zeitbestimmendes Element wird wiederum ein RC-Glied verwendet, während der spannungsabhängige Schalter durch eine Vierschichtdiode D_V realisiert wird. Nach Drücken der Taste T zieht das Relais A. Dabei schließen a_I und a_{II}, und durch Öffnen von a_{III} wird der Kurzschluß von C aufgehoben. Über R wird C aufgeladen. Bei Erreichen der Zündspannung U_s der Vierschichtdiode, die je nach Typ unterschiedlich ist, wird diese leitend, und C entlädt sich über A und D_V. Der dabei fließende Strom durch die Relaiswicklung ist dem Strom entgegengesetzt gerichtet, durch den das Relais bisher

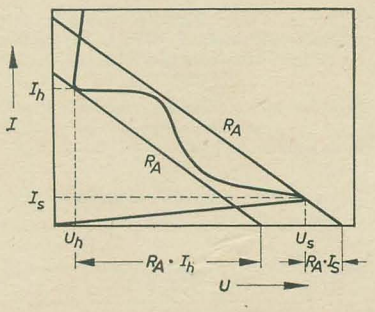


Bild 4: Kennlinie einer Vierschichtdiode (Prinzip) mit eingezeichneter Widerstandsgeraden

I_s < 125 μA
I_h 10···50 mA
U_s 100···200 V
$U_h \approx 1$ V

gehalten wurde. A fällt daher ab, und der Schaltvorgang ist beendet.

Es erscheint zweckmäßig, diesen Vorgang anhand der Kennlinie einer Vierschichtdiode (Bild 4) zu betrachten, in die die Widerstandsgerade des Lastwiderstandes A (R_A) eingezeichnet worden ist. Die Einschaltbedingung läßt sich hieraus ablesen

$$U > U_s + R_A I_s \qquad (5)$$

Die Ausschaltbedingung lautet

$$U < U_h + R_A I_h \qquad (6)$$

Aus beiden Bedingungen ist zu erkennen, daß die Einschaltspannung nur wenig über der angegebenen Schaltspannung U_s (z. B. 100 V) liegt, da I_s im allgemeinen sehr klein ist. Die Ausschaltspannung ist stark vom Lastwiderstand abhängig und im allgemeinen gegen Null nicht zu vernachlässigen. Aus diesem Grunde wurde der Kontakt a_{III} vorgesehen, über den C nach Beendigung des Schaltvorganges kurzfristig entladen wird. Die Dimensionierung des RC-Gliedes richtet sich nach denselben Grundlagen, die schon im Abschnitt „Berechnung des zeitbestimmenden RC-Gliedes" beschrieben wurden.

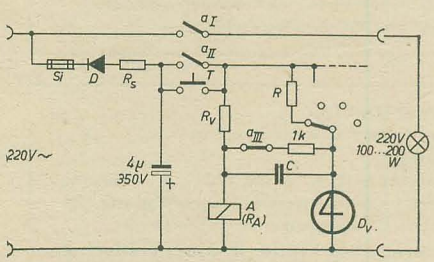


Bild 3: Zeitschalter mit Vierschichtdioden

Aufbau

Der Aufbau des Mustergerätes (nach Schaltung Bild 2) erfolgte in einem aus 3-mm-Pertinaxplatten mittels eines Spezialklebers zusammengeklebten Gehäuse, dessen Abmessungen im wesentlichen

HANDBÜCHEREI ELEKTRONIK

In der vorhergehenden Mitteilung der „Handbücherei Elektronik" (H. 13) fragten wir Sie, ob Sie schon das „mobile Buch" kennen, und versprachen Ihnen, Sie hierüber zu informieren. Wir müssen nun jedoch eingestehen, daß wir zwar Vorstellungen über das „mobile Buch" haben, doch bisher recht wenig realisieren konnten, denn die Notwendigkeit zur Herausgabe einer derartigen Buchart hat sich erst seit verhältnismäßig kurzer Zeit ergeben, und die Diskussionen über die möglichen Varianten sind bei weitem noch nicht abgeschlossen.

Da Sie aber später einmal mit einer solchen Literaturart arbeiten müssen, halten wir es für angebracht, auch Ihre Meinung hierüber kennenzulernen, um diese bei der zukünftigen Entwicklung des „mobilen Buches" berücksichtigen zu können.

Der Bedarf nach einem „mobilen Buch" entsteht durch den heutigen Entwicklungsprozeß der Technik. Bekanntlich soll die Fachliteratur den Stand der Technik widerspiegeln und zugleich Anregungen für Weiter- und Neuentwicklungen enthalten. Das heißt mit anderen Worten, daß man ständig versuchen muß, die Fachliteratur mit der Technik in „Deckung" zu bringen. Es ist nun leicht einzusehen, daß bei dem heutigen Entwicklungstempo der Technik dieses Vorhaben kaum vollständig verwirklicht werden kann, zumindest wird eine Zeitverzögerung zwischen dem augenblicklichen Stand der Technik und dem Erscheinen der diesem Stand entsprechenden Literatur eintreten. Diese Zeitverzögerung wird in den kommenden Jahren den Wirkungsgrad der Fachliteratur beträchtlich herabsetzen, was hauptsächlich für die Literatur zutrifft, die die Geräte- und Verfahrenstechnik behandelt. Mit dem „mobilen Buch" sollen all diese Nachteile vermieden werden. Über die für diese Buchart möglichen Varianten werden wir Sie im übernächsten Heft informieren.

Ihre Redaktion

Die im Heft 13 angekündigten und nachstehend aufgeführten Titel sind bereits im Buchhandel erhältlich.

K. A. Mittelstraß

Magnetbänder und Magnetfilme

etwa 80 Seiten, 63 Bilder, 6 Tafeln, brosch. etwa 5,– MDN

H. Reinboth

Technologie und Anwendung magnetischer Werkstoffe

2., überarbeitete und erweiterte Auflage

470 Seiten, 253 Bilder, etwa 60 Tafeln, Kunstleder 29,– MDN

W. Köhler

Verstärker

Kleine Bibliothek für Funktechniker

2., erweiterte Auflage

88 Seiten, 84 Bilder, broschiert 5,40 MDN

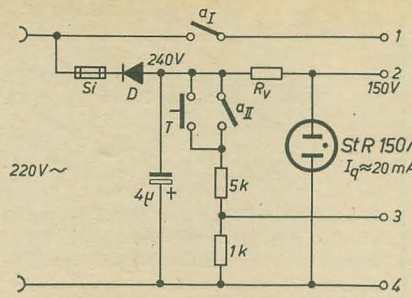


Bild 5: Änderung der Stromversorgung bei Verwendung eines Spannungsstabilisators. (Die Zahlen beziehen sich auf Bild 2)

von den zur Verfügung stehenden Bauelementen (Relais A, S_2, D_1) bestimmt werden. Die Verdrahtung ist unkritisch, jedoch ist auf eine gute Isolation der zeitbestimmenden Schaltelemente zu achten. Besonderes Augenmerk verdient in dieser Hinsicht der Stufenschalter S_2, da sich hochohmige Nebenschlüsse besonders bei längeren Schaltzeiten bemerkbar machen können. Die obere Grenze der erreichbaren Schaltzeiten hängt im wesentlichen von der Güte der Isolation ab. Bei der hier beschriebenen Dimensionierung sind aber keine großen Schwierigkeiten zu erwarten (bei $t \leqq 5$ min).

Ergebnisse

Die gemessenen Zeitwerte im Bereich 1 s bis 3 min weichen von den berechneten im Rahmen der Toleranzen der Bauelemente ab. Die Toleranz der Schaltzeiten beim Anschluß an einen magnetischen Konstanthalter der Netzspannung beträgt bei den längsten Zeiten $\leqq \pm 2\%$. Bei den kürzeren Zeiten wird eine noch größere Genauigkeit erzielt.
Ist die Netzspannung höher oder niedriger als der Sollwert, so verändern sich auch die Schaltzeiten. Bei niedrigerer Spannung steigt die Schaltzeit entsprechend an. Für den vorgesehenen Zweck als Belichtungsuhr für ein Vergrößerungsgerät ist dies sogar günstig, da so das Fotomaterial unabhängig von der Netzspannung bei gleicher Zeiteinstellung etwa mit der gleichen Lichtmenge belichtet wird.
Stört bei anderen Anwendungsarten die Spannungsabhängigkeit der Schaltzeiten, so läßt sich dieser Umstand einfach durch den Einsatz eines Glimmstabilisators beseitigen (Bild 5), da nur die Spannung für das RC-Glied stabilisiert werden muß. U_{max} ist dann gleich der Betriebsspannung des Stabilisators, z. B. 150 V bei Verwendung einer StR 150/30. R_V muß so bemessen werden, daß der Querstrom durch den Glimmstabilisator innerhalb der zulässigen Grenzen liegt [4]. Mit der so veränderten Schaltung sind auch bei schwankender Netzspannung Schaltzeiten mit der oben angegebenen Genauigkeit zu erwarten.

Literatur

[1] Lunze, Klaus: Berechnung elektrischer Stromkreise (Abschnitt 4 – Ausgleichsvorgänge). VEB Verlag Technik, Berlin, 1959

[2] Köhler, R. G.: Die Vierschichtdiode – Ein interessantes elektronisches Bauelement. radio und fernsehen 10 (1961), H. 15, S. 462

[3] Unterlagen der Fa. Intermetall, Freiburg i. Breisgau

[4] Spannungsstabilisatorröhren. radio und fernsehen 9 (1960), H. 3, S. 85

Referate

S. L. Hurst

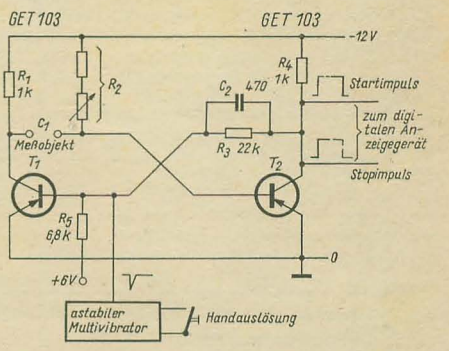
Eine einfache Meßschaltung für Kapazitäten mit digitaler Anzeige

Electronic Engineering 36 (1964), Nr. 439, S. 596–599

Es wird eine einfache Methode zur Kapazitätsmessung im Bereich zwischen 1 nF und 10 µF mit einer Meßgenauigkeit von $\pm 2\%$ angegeben. An einem nachgeschalteten digitalen Anzeigegerät kann der Kapazitätswert direkt abgelesen werden.
Das Meßobjekt wird in den Koppelzweig eines monostabilen Multivibrators eingefügt (siehe Bild). Im stabilen Zustand ist Transistor T_1 gesperrt und Transistor T_2 leitend. Durch Handauslösung oder automatische Auslösung mit einem astabilen Multivibrator wird der Zustand hergestellt, daß T_1 leitet und T_2 gesperrt ist. Die Zeit, die der monostabile Multivibrator braucht, um wieder in den stabilen Zustand zu kippen, ist durch die Zeitkonstante $C_1 R_2$ bestimmt und wird mit

$$t = C_1 \cdot R_2 \cdot \ln 2 = 0{,}693 \cdot C_1 R_2 \text{ in } \mu s$$

angegeben; C_1 in µF und R_2 in Ω.
Wird für R_2 ein Widerstandswert gewählt, der mit 0,693 multipliziert eine Zehnerpotenz ergibt, so stellt die am Anzeigegerät abgelesene Zeit den Kapazitätswert unter Berücksichtigung der gewählten Zehnerpotenz dar. Vor Beginn der Messung wird mit Hilfe eines Kondensators bekannter Kapazität der richtige Zahlenwert am Anzeigegerät mit R_2 abgeglichen. Die automatische Auslösung erfolgt in Sekundenabstand. Die Start- und Stopimpulse liefert T_2 an das digitale Anzeigegerät. Kondensator C_2 dient zur Versteilerung der Schaltimpulse. Das Meßprinzip läßt auch die Messung von Widerständen zwischen 1 kΩ und 50 kΩ



Funktionsschaltbild der Kapazitätsmeßeinrichtung

zu, indem als C_1 ein geeigneter Kapazitätswert an einem eingebauten Kondensator eingestellt wird. Diese Meßmöglichkeit ist jedoch wegen des engen Variationsbereiches im Hinblick auf den exakten Schalterbetrieb von T_2 ohne praktische Bedeutung.

Wolf

Auch Kleinanzeigen haben große Wirkung!

radio und fernsehen Jahrg. 63–65 und **50 Röhren älteren Typs** zusammen 140,– MDN verkauft
Ludwig, 9527 Thurm 99c

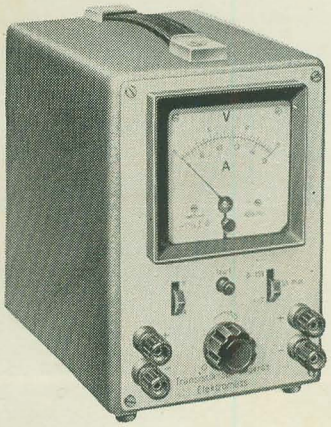
Techniker der Funktechnik, Rundfunkmechanikermeister
sucht Werkstatt zu übernehmen bzw. neuen Wirkungskr. in Industrie oder Service.
Angebote unter KRF 1291 an DEWAG, 1054 Berlin

Verkaufe altershalber unter Taxpreis
kleines Haus für 2 Wohnungen
WC, guter Zustand, mit evtl. freiwerdendem Laden, z. Z. Ausstellungsfenster, aus der Entwicklungsgeschichte des Rundfunks, in einer Stadt Thüringens, Stadtmitte, Anzahlung nach Vereinbarung. Vorkaufsrecht für angrenzendes neuerbautes Einfamilien-Eckhaus mit 2 Schaufenstern. Seit 1924 Rundfunkhandel (spez.) mit Reparatur-Werkstatt.
Angebote unter KRF 1282 an DEWAG, 1054 Berlin

25-Watt-Verstärker
für 12-V-Autobatterie,
Philips-Koffer
mit Mikrofon und Plattenspieler, in gutem Zustand, 350,— MDN verkauft
Ing. Böhlert, 301 Magdeburg, Brückenstraße 3

Zu verkaufen:
1 SO 86 F, neuwertig, 2800,– MDN
1 Isoliersteiltrafo, Sek. Dauerlast 6 A, neuwertig, 300,– MDN
1 Vielfachmeßgerät 20 KΩ/V EAW 150,– MDN
Anfragen unter KRF 1283 an DEWAG, 1054 Berlin

Universal-Röhrenvoltmeter
Typ URV 1 mit Tastkopf und Zusatzgeräten
AM/FM-Prüfgenerator
Typ PG 1 v. 5—235 mHz mit Zusatz FPG v. 0,1—250 mHz
Wobbel-Generator WG 1 und Service-Oszillograf Typ EO 1/71
sehr wenig gebraucht, altershalber zu verkaufen
Hans Ziesemer, 402 Halle (Saale), Triftstr. 2
Elektromeister



Transistor-Speisegerät 15 V / 0,5 A
Elektromess

Ein Gleichspannungs-Speisegerät, den Forderungen der Praxis angepaßt —
Konstante und von Belastungs- und Netzspannungsänderungen unabhängige Ausgangsspannung —
Niedriger Innenwiderstand und sehr geringe Störspannung —
Ausgangsspannung stetig einstellbar —
Automatischer Überstrom- und Kurzschluß-Schutz —
Ausgangsspannung und -Strom mit eingebautem Instrument meßbar —
Gütezeichen 1 —

Bitte verlangen Sie Prospekt von

PGH Elektromess
8021 Dresden, Bärensteiner Straße 5a, Telefon 31345

Wegen Geschäftsaufgabe kann ein

Prüfgenerator, Type PGI, 5 bis 235 MHz, neuwertig, zum Preis von **1750,– MDN** verkauft werden.

Vorführung kann erfolgen.

Rundfunk-Mechaniker-Meister M. Tessmer, Nordhausen/H., Sangerhäuser Str. 9

Es reinigt und schützt zuverlässig
HF-Kontakte jeder Art

Spezial-Wellenschalteröl »d«

Rundfunk-Spezialist Fr. Granowski, 6822 Rudolstadt 2/Thür.

Kondensator-Mikrofone

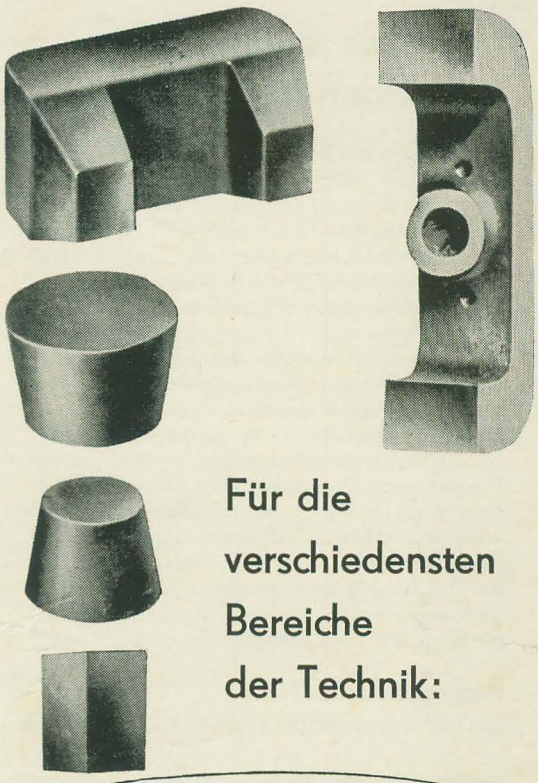
in Studioqualität für alle Verwendungszwecke

Mikrofon-Zubehör und Steckverbindungen
Bitte fordern Sie unsere Prospekte an.

NEU im Vertriebsprogramm:
Netzanschlußgeräte N 61 V und UN 61 V

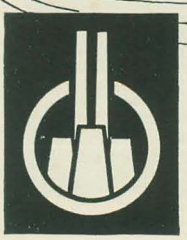
mit eingebautem Transistor-Verstärker zum direkten Anschluß unserer Mikrofone an einen Kraftverstärker. In die Netzgeräte N 57, UN 57, N 61 und UN 61 kann der Verstärker kurzfristig eingebaut werden.

GEORG NEUMANN & CO.
Elektrotechnisches Laboratorium
6552 GEFELL/VOGTLAND – RUF: 185



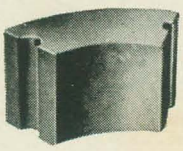
Für die verschiedensten Bereiche der Technik:

Dauer-Magnete

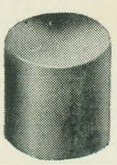


AlNi 120 AlNiCo 400
AlNiCo 160 AlNiCo 560
AlNiCo 350 AlNiCo 700

in allen erforderlichen Größen



für Lautsprecher,
elektrische Leistungszähler,
Meßgeräte,
Geräte der Nachrichtentechnik,
Dynamos, Kleinmotoren,
physikalische Apparate und
viele andere Anwendungsgebiete



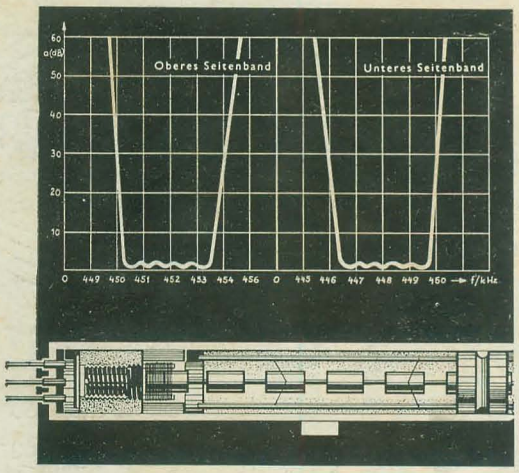
Fordern Sie bitte unsere technische Beratung an!

VEB ELEKTROCHEMISCHES KOMBINAT BITTERFELD

Optimale Bandausnutzung und Übertragungsgüte

Der ständig wachsende Informationsaustausch erfordert die weitgehende Auslastung der einzelnen Frequenzbänder. Daraus ergeben sich für die verantwortlichen Entwicklungsingenieure in der ESB-Technik wichtige Probleme, so zum Beispiel im Hinblick auf die Selektionseigenschaften, Zuverlässigkeit und die Arbeitsfähigkeit des Gerätes auch unter schwierigen Bedingungen. Bei der Konstruktion hochwertiger Geräte sollten Sie deshalb unser magnetomechanisches Einseitenbandfilter in Ihre Überlegungen einbeziehen. Seine Vorteile: große mechanische Festigkeit, günstige Selektionseigenschaften, geringe Temperaturabhängigkeit der Kennwerte. Die Einsatzmöglichkeit dieses zuverlässigen Bauelements besteht in Röhrenschaltungen ebenso wie in Verbindung mit Transistoren.
Bei der Lösung Ihrer Probleme wollen wir Sie gern unterstützen. Fordern Sie bitte von uns ausführliches Informationsmaterial über das

Magnetomechanische Einseitenbandfilter Typ MF 450 ± E–0310



RFT electronic **vereinigt Fortschritt und Güte**

Verwenden Sie dabei bitte den Kupon dieser Anzeige

KUPON

WBN TELTOW

Ernst-Thälmann-Str. 10, Abteilung 11 Werbung

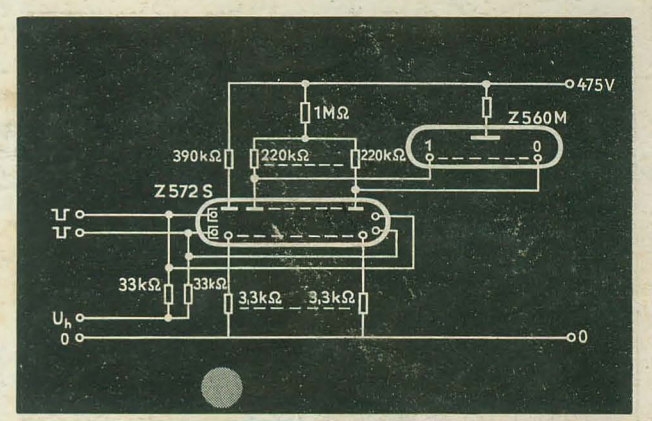
Bitte übersenden Sie uns/mir Informationsmaterial über das Einseitenbandfilter Typ MF 450 ± E – 0310

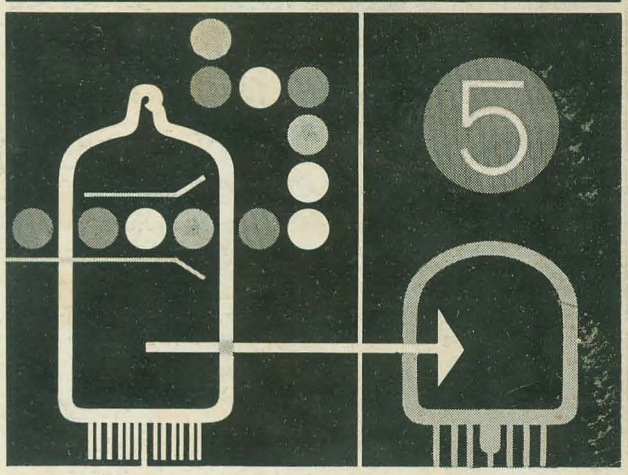
Bemerkungen

Name Abteilung

Betrieb

Adresse





ELEKTRONIK – WEGBEREITER DES TECHNISCHEN FORTSCHRITTS

Z 572 S

Eine neue edelgasgefüllte Dekadenzählröhre mit zehn Schaltanoden für die Vorwärts- und Rückwärtszählung zur direkten Ansteuerung von Ziffernanzeigeröhren. — Universell einsetzbar, geringe Abmessungen, sofort betriebsbereit. —

Typ	U_B Brennspannung	$I_{k\,min}$ Katodenstrom	f_{max} Zählfrequenz
Z 572 S	475 V	2,3 mA	5 kHz

RFT electronic

VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK

116 BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE

OSTENDSTRASSE 1–5

WF